

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-136746

(43)Date of publication of application : 18.05.2001

(51)Int.Cl. H02M 3/28

H02M 3/338

H02M 7/06

(21)Application number : 11-318052 (71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 09.11.1999 (72)Inventor : YASUMURA MASAYUKI

(54) SWITCHING POWER SUPPLY CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To dispense with improvement of efficiency for improving power conversion efficiency and simplify the circuit by providing a current limiting resistor of large capacity and a low-resistance value to an AC input line and to form a circuit to terminate the current limiting resistor with an electromagnetic relay or thyristor triac or the like.

SOLUTION: These is provided a power factor improving means, which is inserted into a rectifying current path to improve the power factor by intermittently rectifying current, based on a switching output voltage which is obtained with a primary side resonance circuit and is fed back via a tertiary winding formed, by winding up the primary winding of an insulation converter transformer and a series resonance capacitor, and moreover a soft-switch means which is allocated in the preceding stage of the power factor improving means and is formed with a transistor to limit rush current to a smoothing capacitor, when the power switch is turned on is provided.

LEGAL STATUS [Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

*** NOTICES ***

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The rectifier diode which inputs a commercial alternating current power source and rectifies, and a rectification smooth means to generate a rectification smooth electrical potential difference with a smoothing capacitor, The insulating converter transformer formed in order to form a gap so that the necessary coupling coefficient made into a loose coupling may be obtained, and to transmit an upstream output to secondary, The switching means which is intermittent in the above-mentioned direct-current input voltage with a switching element, and was made to be outputted to the primary winding of the above-mentioned insulating converter transformer, The upstream resonance circuit which is formed at least of the leakage inductance component containing the primary winding of the above-mentioned insulating converter transformer, and the capacitance of an upstream parallel resonance capacitor, and makes actuation of the above-mentioned switching means a voltage resonance form, While being inserted in a rectified-current path, the switching output voltage obtained in the above-mentioned upstream resonance circuit It returns through the tertiary winding and series resonance capacitor which wound up the primary winding of

the above-mentioned insulating converter transformer, and were formed. A power-factor-improvement means to improve a power-factor by being intermittent in the rectified current based on this switching output voltage that returned, So that it may be allotted to the preceding paragraph of the above-mentioned power-factor-improvement means and the rush current to the above-mentioned smoothing capacitor can be restricted in a power up The softswitch means formed using the transistor, and the leakage inductance component of the secondary winding of the above-mentioned insulating converter transformer, The secondary resonance circuit formed in secondary of the capacitance of a secondary resonance capacitor, It is formed including the above-mentioned secondary resonance circuit, and the alternation electrical potential difference obtained by the secondary winding of the above-mentioned insulating converter transformer is inputted. The direct-current output voltage generation means constituted so that rectification actuation might be performed and secondary direct-current output voltage might be generated, The switching power supply circuit characterized by having the constant-voltage control means constituted so that constant-voltage control to secondary direct-current output voltage might be performed according to the level of the above-mentioned secondary direct-current output voltage.

[Claim 2] The above-mentioned softswitch means is a switching power supply

circuit according to claim 1 characterized by having the NPN transistor connected to the positive-electrode side of the above-mentioned rectifier diode, the resistance allotted between the collector-bases of the above-mentioned NPN transistor, and the capacitor arranged between the base of the above-mentioned NPN transistor, and a ground, and being formed.

[Claim 3] The above-mentioned softswitch means is a switching power supply circuit according to claim 1 characterized by having the PNP transistor connected to the negative-electrode side of the above-mentioned rectifier diode, the resistance allotted between the collector-bases of the above-mentioned PNP transistor, and the capacitor arranged between the base of the above-mentioned PNP transistor, and a ground, and being formed.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the switching power supply circuit equipped with the configuration for improving especially a power-factor as a switching power supply circuit with which various electronic equipment is

equipped as a power source.

[0002]

[Description of the Prior Art] These people are making previously the various proposals of the power circuit which equipped the upstream with the resonance form converter. Moreover, the power circuit which equipped with and constituted the power-factor-improvement circuit for aiming at power factor improvement to a current resonance form converter is also making various proposals.

[0003] Drawing 9 is the circuit diagram showing an example of the switching power supply circuit constituted based on invention for which these people applied previously. This power circuit is considered as the configuration in which the power-factor-improvement circuit for power factor improvement was established to the switching converter of the current resonance form by the self-excitation type.

[0004] In the power circuit shown in this drawing, it has the bridge rectifier circuit D_i which carries out full wave rectification of the commercial alternating current power source AC. In this case, the rectification output rectified by the bridge rectifier circuit D_i will be charged by the smoothing capacitor C_i through the power-factor-improvement circuit 20, and the rectification smooth electrical potential difference E_i corresponding to the input voltage VAC 1 time the level of an alternating current will be obtained in the both ends of a smoothing capacitor

Ci. Moreover, he is trying to control the rush current which the rush current limit resistance R_i is inserted to that rectified-current path, for example, flows into a smoothing capacitor at a power up to this rectification smoothing circuit (D_i , C_i). Switch PS is a powering-on switch.

[0005] It sets in the power-factor-improvement circuit 20 shown in this drawing, and is filter choke coil LN-high-speed recovery mold diode D1-choke coil LS to between the positive-electrode output terminal of the bridge rectifier circuit D_i , and the positive-electrode terminal of a smoothing capacitor C_i . Series connection is carried out and it is inserted. Filter capacitor CN High-speed recovery mold diode D1 It is inserted to between the positive-electrode terminals of a smoothing capacitor C_i an anode side, and is the filter choke coil LN. The low pass filter of normal mode is formed.

[0006] Moreover, to the power-factor-improvement circuit 20, it is the high-speed recovery mold diode D1. The edge of the series resonant circuit of the upstream mentioned later is connected to the node of a cathode and a choke coil LS, and he is trying for the switching output obtained in this series resonant circuit to return. In addition, about the power-factor-improvement actuation by the power-factor-improvement circuit 20, it mentions later.

[0007] This power circuit is equipped with the self-excitation-type current resonance form converter which uses as a power source of operation the

rectification smooth electrical potential difference E_i which is a both-ends electrical potential difference of a smoothing capacitor C_i . The switching element Q1 according [on this current resonance form converter and] to two bipolar transistors as shown in drawing, and Q2 After carrying out half bridge association, as it inserts, it connects to during the node by the side of the positive electrode of a smoothing capacitor C_i , and a ground. These switching elements Q1 and Q2 Between each collector-base, starting resistances R_{S1} and R_{S2} are inserted, respectively. Moreover, a switching element Q1 and Q2 The resistance R_{B1} and R_{B2} connected to each base is a switching element Q1 and Q2. Base current (drive current) is set up. Moreover, a switching element Q1 and Q2 Between each base-emitter, clamp diodes $DD1$ and $DD2$ are inserted, respectively. Clamp diodes $DD1$ and $DD2$ form the current path of clamp current of flowing through a base-emitter at the period made respectively off [switching elements Q1 and Q2]. And the capacitors $CB1$ and $CB2$ for resonance form the series resonant circuit for self-oscillation (self-oscillation drive circuit) with the drive windings $NB1$ and $NB2$ of the drive transformer PRT explained below, and are a switching element Q1 and Q2. A switching frequency is determined.

[0008] The drive transformer PRT (Power Regulating Transformer) is a switching element Q1 and Q2. It is prepared in order to perform constant-voltage control by carrying out adjustable control of the switching frequency while driving, and in

the case of this drawing, they are drive windings NB1 and NB2 and the resonance current detection coil ND. It is wound and is [as opposed to / further / each of these coils] a control winding NC. It considers as the saturable reactor of the rectangular mold wound in the direction which intersects perpendicularly. The end of the drive winding NB1 of this drive transformer PRT minds the series connection of the capacitor CB1 for resistance RB1-resonance, and is a switching element Q1. Connecting with the base, the other end is a switching element Q1. It connects with an emitter. Moreover, while the end of a drive winding NB2 is grounded by the ground, the other end minds the series connection of the capacitor CB2 for resistance RB2-resonance, and it is a switching element Q2. It connects with the base. The drive winding NB1 and the drive winding NB2 are looped around so that the electrical potential difference of reversed polarity may occur mutually.

[0009] The insulating converter transformer PIT (Power Isolation Transformer) is a switching element Q1 and Q2. A switching output is transmitted to secondary. Primary winding N1 of this insulating converter transformer PIT An end is the resonance current detection coil ND. It minds and is a switching element Q1. An emitter and switching element Q2 It is made to be obtained by connecting with the contact (point outputting [switching]) of a collector in a switching output.

[0010] Moreover, primary winding N1 The other end is the series resonance

capacitor C1. As it minds, it is the high-speed recovery mold diode D1 in the power-factor-improvement circuit 20. A cathode and choke coil LS It connects to the node.

[0011] In this case, the above-mentioned series resonance capacitor C1 And primary winding N1 Although it connects with the serial, it is this series resonance capacitor C1. By the leakage inductance (leakage inductance) component of the insulating converter transformer PIT containing capacitance and a primary winding N1 (series resonance coil), the upstream series resonant circuit for making actuation of a switching converter into a current resonance form is formed.

[0012] Moreover, after preparing a center tap to a secondary winding N2, 2 sets of full wave rectifier circuits by the group of [rectifier diodes DO1 and DO2 and smoothing capacitor CO1] and the group of [rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2] are prepared secondary [of the insulating converter transformer PIT in this drawing] by connecting rectifier diodes DO1, DO2, DO3, and DO4 and smoothing capacitors CO1 and CO2, as shown in drawing. The full wave rectifier circuit which consists of [rectifier diodes DO1 and DO2 and smoothing capacitor CO1] generates the direct-current output voltage EO1, and the full wave rectifier circuit which consists of [rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2] generates the direct-current output voltage EO2. In

addition, in this case, also to a control circuit 1, the direct-current output voltage EO1 and the direct-current output voltage EO2 branch, and are inputted. In a control circuit 1, the direct-current output voltage EO1 is used as a detection electrical potential difference, and the direct-current output voltage EO2 is used as a power source of a control circuit 1 of operation.

[0013] A control circuit 1 is the control winding NC of the drive transformer PRT considering the direct current to which adjustable [of the level] is carried out according to the level of the secondary direct-current-voltage output EO1 as the control current. By supplying, as it mentions later, constant-voltage control is performed.

[0014] As switching operation of the power circuit by the above-mentioned configuration, when a commercial alternating current power source is first switched on by Switch PS, starting resistances RS1 and RS2 are minded, for example, and it is a switching element Q1 and Q2. Although the starting current will be supplied to the base, it is a switching element Q1, for example. If it became ON previously, it is a switching element Q2. It is controlled to become off. And switching element Q1 As an output, it is the resonance current detection coil ND -> primary-winding N1 -> series resonance capacitor C1. It is a switching element Q2 in near where this resonance current becomes 0 although the resonance current flows. It is controlled so that ON and a switching element Q1

become off. And switching element Q2 It minds and the resonance current of hard flow flows with the point. Henceforth, a switching element Q1 and Q2 The switching operation of a self-excitation type which serves as ON by turns is started. Thus, it is a switching element Q1 and Q2, using terminal voltage of a smoothing capacitor C_i as a power source of operation. By repeating closing motion by turns, it is the primary winding N1 of the insulating converter transformer PIT. The drive current near a resonance current wave is supplied, and an alternation output is obtained to a secondary winding N2.

[0015] Moreover, constant-voltage control by the drive transformer PRT is performed as follows. For example, it follows on alternating current input voltage level, a load effect, etc., and is the secondary output voltage EO1. Supposing it changes so that it may go up, it is a control winding NC as mentioned above. The level of the flowing control current is also the secondary output voltage EO1. It is controlled to become high according to a rise. Although it acts so that it may become the inclination to approach a saturation state in the drive transformer PRT and the inductance of drive windings NB1 and NB2 may be reduced under the effect of the magnetic flux generated to the drive transformer PRT according to this control current, the conditions of a self-oscillation circuit change by this, and a switching frequency is controlled to become high. this power circuit -- series resonance capacitor C1 And primary winding N1 a switching frequency is

set up in a frequency domain higher than the resonance frequency of a series resonant circuit -- **** (upper side control) -- when a switching frequency becomes high as mentioned above, the switching frequency will separate to the resonance frequency of a series resonant circuit. Thereby, the resonant impedance of a series resonant circuit to a switching output becomes high.

[0016] Thus, by resonant impedance becoming high, it is the primary winding N1 of an upstream series resonant circuit. As a result of controlling the drive current supplied, secondary output voltage will be controlled and constant-voltage control will be achieved. In addition, the constant-voltage control system by the above approaches is made a "switching frequency control method" henceforth.

[0017] Moreover, the power-factor-improvement actuation by the power-factor-improvement circuit 20 is as follows. It is a choke coil LS about the switching output supplied to the series resonant circuit (N1, C1) with the configuration of the power-factor-improvement circuit 20 shown in this drawing. It is made to return to a rectified-current path in the so-called magnetic coupling form through the inductive reactance it is supposed that the very thing has.

[0018] Although a rectified-current path will be overlapped on the alternation electrical potential difference of a switching period with the switching output which returned as mentioned above, it is the high-speed recovery mold diode D1 by superimposed part of the alternation electrical potential difference of this

switching period. The actuation which is intermittent a switching period in the rectified current then will be obtained, and it sees according to this intermittence operation, and is the upper filter choke coil LN and the upper choke coil LS. An inductance will also rise. It is made for the charging current to a smoothing capacitor Ci to flow also at the period made by this lower [rectification output voltage level] than the both-ends electrical potential difference of a smoothing capacitor Ci. Consequently, as a result of making it the average wave of an alternating current input current approach the wave of alternating current input voltage and expanding the conduction angle of an alternating current input current, power factor improvement will be aimed at.

[0019] Drawing 10 is the circuit diagram showing other examples of a configuration of the switching power supply circuit which can be constituted based on invention previously proposed by these people. Although it has the current resonance form converter by which half bridge association of the two switching elements was carried out, also let this power circuit be a separate excitation type about that drive method. Moreover, it considers as the configuration equipped with the power-factor-improvement circuit for aiming at power factor improvement also in this case. In addition, the same sign is attached about the same part as drawing 9 , and explanation is omitted.

[0020] As a current resonance form converter of the upstream shown in this

drawing, it has the switching elements Q11 and Q12 of two stones made into MOS-FET, for example. Here, half bridge association corresponding to a separate excitation type has been obtained by connecting the drain of a switching element Q11 with Rhine of the rectification smooth electrical potential difference E_i , connecting the drain of a switching element Q12 with the source of a switching element Q11, and connecting the source of a switching element Q12 to an upstream ground. A switching drive is carried out so that ON / off actuation may be repeated by turns by the oscillation drive circuit 2, and these switching elements Q11 and Q12 are intermittent, and consider the rectification smooth electrical potential difference E_i as a switching output. Moreover, the clamp diodes DD1 and DD2 connected to between the drain-source of each switching elements Q11 and Q12 in this case by the direction shown in drawing are formed.

[0021] Moreover, it is [as opposed to / in this case / the node (point outputting / switching /) of the source-drain of switching elements Q11 and Q12] the primary winding N1 of the insulating converter transformer PIT. By connecting an end, it is a primary winding N1. It receives and a switching output is supplied. Primary winding N1 The other end is the filter choke coil LN of the power-factor-improvement circuit 21 described below through the series resonance capacitor C1. High-speed recovery mold diode D1 It connects to a node with an anode.

[0022] Also in this case, series resonance capacitor C1 Capacitance and primary winding N1 By the leakage inductance component of the included insulating converter transformer PIT, the series resonant circuit for making a switching power supply circuit into a current resonance form is formed.

[0023] The control circuit 1 in this case is the direct-current output voltage EO1. The control signal of the level corresponding to fluctuation is outputted to the oscillation drive circuit 2. In the oscillation drive circuit 2, based on the control signal supplied from the control circuit 1, the frequency of the switching driving signal supplied to each gate of switching elements Q11 and Q12 is changed from the oscillation drive circuit 2, and it is made to carry out adjustable [of the switching frequency]. And also in the power circuit shown in this drawing, the switching frequency is set up as a field higher than a series resonating frequency like the power circuit shown in drawing 9 . And direct-current output voltage EO1 If it goes up, according to the level, a control circuit 1 will perform control to the oscillation drive circuit 2 so that a switching frequency may be made high. Thereby, as drawing 9 explained, constant-voltage control is performed. In order that a bootstrap circuit 3 may detect the electrical potential difference or current acquired in rectification smooth Rhine and may start the oscillation drive circuit 2 just behind powering on, it is prepared, and it has inputted the direct current voltage of the low obtained by rectifying the coil around which the insulating

converter transformer PIT was looped additionally as a power source of operation.

[0024] In the power-factor-improvement circuit 21 shown in this drawing, it is the filter choke coil LN-high-speed recovery mold diode D1 to between the positive-electrode output terminal of the bridge rectifier circuit Di, and the positive-electrode terminal of a smoothing capacitor Ci. Series connection is carried out and it is inserted. Here, it is a filter capacitor CN. Filter choke coil LN-high-speed recovery mold diode D1 It is prepared in juxtaposition to a series connection circuit. And it is a filter capacitor CN also by such topology. Filter choke coil LN The low pass filter of normal mode is formed. Moreover, resonant capacitor C3 High-speed recovery mold diode D1 It receives and is prepared in juxtaposition. although detailed explanation is omitted here -- resonant capacitor C3 For example, filter choke coil LN etc. -- a parallel resonant circuit is formed, and the resonance frequency is set up so that it may become almost equivalent to the resonance frequency of the series resonant circuit mentioned later. It has the operation which controls the rise of the rectification smooth electrical potential difference Ei when a load becomes light by this. To this power-factor-improvement circuit 21, as it stated also in advance, it is the filter choke coil LN. High-speed recovery mold diode D1 The edge of a series resonant circuit (N1, C1) is connected to a node with an anode.

[0025] At such a topology, it is a primary winding N1. The switching output obtained is the series resonance capacitor C1. A switching output will be returned to a rectified-current path through electrostatic-capacity association. In this case, filter choke coil LN It will return so that the resonance current acquired by the primary winding N1 may flow to a node with the anode of the high-speed recovery mold diode D1, and a switching output will be impressed.

[0026] Although a rectified-current path will be overlapped on the alternation electrical potential difference of a switching period because a switching output returns as mentioned above, it is the high-speed recovery mold diode D1 by superimposed part of the alternation electrical potential difference of this switching period. The actuation which is intermittent a switching period in the rectified current then will be obtained, and it sees according to this intermittence operation, and is the upper filter choke coil LN. An inductance will also rise. Moreover, although an electrical potential difference occurs to those both ends because the current of a switching period flows to a resonant capacitor C3, as for the level of the rectification smooth electrical potential difference E_i , only the both-ends electrical potential difference of this resonant capacitor C3 will be reduced. It is made for the charging current to a smoothing capacitor C_i to flow also at the period made by this lower [rectification output voltage level] than the both-ends electrical potential difference of a smoothing capacitor C_i .

Consequently, it will be made for the average wave of an alternating current input current to approach the wave of alternating current input voltage, the conduction angle of an alternating current input current will be expanded, and power factor improvement will be aimed at too.

[0027] Thus, although power factor improvement can be aimed at by having a power-factor-improvement circuit (20 21) in the power circuit shown in above-mentioned drawing 9 and drawing 10 , since the power-factor-improvement circuit shown in these drawings is formed of small components mark, it has the merit that power factor improvement can be aimed at, by efficient, the low noise, small lightweight, and low cost.

[0028]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Here, time amount change of the alternating current input current IAC when the switch PS about the power circuit shown in drawing 11 at above-mentioned drawing 9 and drawing 10 turns on at the peak period of the alternating current input voltage VAC is shown. If Switch PS is turned on at the peak period of the alternating current input voltage VAC, they are the bridge rectifier circuit Di, the filter choke coil LN, the high-speed recovery mold diode D1, and a choke coil LS. It minds, and the excessive inrush charging current more than 100A may flow to a smoothing capacitor Ci, the maximum allowed current of the bridge rectifier circuit Di, the high-speed

recovery mold diode D1, and a smoothing capacitor Ci may be exceeded, and it may result in destruction. For this reason, as shown in drawing 9 and drawing 10, the rush current limit resistance Ri considered as mass low resistance was inserted in alternating current Rhine, and it has restricted so that the inrush charging current may become below 50A, as shown in drawing 11.

[0029] However, when the negative charge force is heavy loading beyond 200W, power loss increases and effectiveness falls. AC100V system shows the rush current limit resistance Ri to drawing 11 by large-sized cement resistance of 1ohm/30W etc. -- as -- a time -- $t = 0$ -- setting -- alternating current input current $IAC = 50A$ -- time $t =$ -- although it will be in the rated condition of alternating current input current $IAC = 5A$ in 60 (msec), power conversion effectiveness will fall by power loss.

[0030] moreover -- as the cure -- the time of the 1-second progress after ON of Switch PS -- electromagnetism -- the rush current limit resistance Ri is short-circuited by solid state switches, such as power relay or a thyristor, and a triac, and there is also a method which reduces power loss. however, this case -- electromagnetism -- therefore, a difficulty is in respect of component part mark or a cost side to prepare power relay or a solid state switch, and its circumference circuit element.

[0031] Moreover, the relation between the alternating current input voltage VAC

and a power-factor PF is shown in drawing 12 . Here, the property under the monograph affair at maximum load power $P_{\text{max}}=120 \text{ W}$ and minimum negative charge force $P_{\text{min}}=40 \text{ W}$ is shown. As shown in this drawing, it turns out that a power-factor PF declines-like [a power-factor PF / proportionally] according to the alternating current input voltage VAC rising. Moreover, as a power-factor PF in the conditions at minimum negative charge force $P_{\text{min}}=40 \text{ W}$, it has a power-factor lower than maximum load power $P_{\text{max}}=120 \text{ W}$. That is, a power-factor PF declines by fluctuation of the alternating current input voltage VAC and the negative charge force P_o . Although this is satisfactory, it means that these power circuits are not employable by the household-electric-appliances device by which the alternating current input voltage VAC and load conditions are specified, for example, a color-television receiving set, with the business machine which may have fluctuation of the alternating current input voltage VAC and load conditions, or information machines and equipment.

[0032] The property shown in above-mentioned drawing 12 is carried out like drawing 13 as a wave of operation, and is shown. Here, the alternating current input voltage VAC at maximum load power $P_{\text{max}}=120 \text{ W}$ and the alternating current input current IAC are shown to drawing 13 (a) and (b) by alternating current input voltage VAC=100V, and the alternating current input voltage VAC

at minimum negative charge force $P_{\min}=40 \text{ W}$ and the alternating current input current IAC are shown to drawing 13 (c) and (d) by alternating current input voltage $V_{AC}=100\text{V}$. It is set to $PF=0.85$ as a power-factor in fact at maximum load power $P_{\max}=120 \text{ W}$, "on" period tau of the alternating current input current IAC being used as about 5ms noting that the half period of the alternating current input voltage VAC is 10ms. On the other hand, "on" period tau of the alternating current input current IAC becomes short at about 2.5ms, and falls even to about $PF=0.65$ as a power-factor at minimum negative charge force $P_{\min}=40 \text{ W}$. It may not be satisfied with the value of the power-factor PF obtained at these minimum negative charge force $P_{\min}=40 \text{ W}$ of the value as a power-factor demanded practically.

[0033]

[Means for Solving the Problem] Then, this invention is constituted as follows as a switching power supply circuit in consideration of the above-mentioned technical problem. That is, the rectifier diode which inputs a commercial alternating current power source and rectifies and a rectification smooth means to generate a rectification smooth electrical potential difference with a smoothing capacitor, The insulating converter transformer formed in order to form a gap and to transmit an upstream output to secondary so that the necessary coupling coefficient made into a loose coupling may be obtained, The switching means

which is intermittent in the above-mentioned rectification smooth electrical potential difference with a switching element, and was made to be outputted to the primary winding of the above-mentioned insulating converter transformer, The upstream parallel resonant circuit which is formed of the leakage inductance component which contains the primary winding of the above-mentioned insulating converter transformer at least, and the capacitance of a parallel resonance capacitor, and makes actuation of the above-mentioned switching means a voltage resonance form, It returns through the tertiary winding and series resonance capacitor by which the switching output voltage obtained in the above-mentioned upstream resonance circuit while being inserted in a rectified-current path wound up the primary winding of the above-mentioned insulating converter transformer, and was formed. A power-factor-improvement means to improve a power-factor by being intermittent in the rectified current based on this switching output voltage that returned, The softswitch means formed using the transistor so that it might be allotted to the preceding paragraph of the above-mentioned power-factor-improvement means and the rush current to the above-mentioned smoothing capacitor could be restricted in a power up, The secondary resonance circuit formed in secondary of the leakage inductance component of the secondary winding of the above-mentioned insulating converter transformer, and the capacitance of a secondary resonance

capacitor, The direct-current output voltage generation means constituted so that the alternation electrical potential difference which is formed including the above-mentioned secondary resonance circuit, and is obtained by the secondary winding of the above-mentioned insulating converter transformer might be inputted, rectification actuation might be performed and secondary direct-current output voltage might be generated, It has the constant-voltage control means constituted so that constant-voltage control to secondary direct-current output voltage might be performed by carrying out adjustable control of the switching frequency of the above-mentioned switching means according to the level of the above-mentioned secondary direct-current output voltage.

[0034] Moreover, the above-mentioned softswitch means has the NPN transistor connected to the positive-electrode side of the above-mentioned rectifier diode, the resistance allotted between the collector-bases of the above-mentioned NPN transistor, and the capacitor arranged between the base of the above-mentioned NPN transistor, and a ground, and is formed. Or the above-mentioned softswitch means has the PNP transistor connected to the negative-electrode side of the above-mentioned rectifier diode, the resistance allotted between the collector-bases of the above-mentioned PNP transistor, and the capacitor arranged between the base of the above-mentioned PNP transistor, and a

ground, and is formed.

[0035] According to the above-mentioned configuration, to the power-factor-improvement circuit with which the power circuit called compound resonance form converter is equipped, the switching output voltage obtained in an upstream resonance circuit will return through a tertiary winding and a series resonance capacitor. Moreover, with the softswitch means using a transistor, it becomes unnecessary to be able to restrict the rush current of a power up and to prepare current-limiting resistance of mass low resistance in an alternating current input line by this or to form the circuit which short-circuits current-limiting resistance by the electromagnetic relay or the thyristor triac, and to calculate improvement in efficiency.

[0036]

[Embodiment of the Invention] Drawing 1 is the circuit diagram showing the configuration of the switching power supply circuit as a gestalt of operation of the 1st of this invention. This establishes the softswitch circuit 13 in what combined the self-oscillation type switching frequency-control method compound resonance form converter and the electrical-potential-difference feedback system magnetic coupling mold power-factor-improvement circuit.

[0037] In the power circuit shown in this drawing, it has the full wave rectifier circuit which consists of a bridge rectifier circuit D_i and a smoothing capacitor C_i

as a rectification smoothing circuit for inputting a commercial alternating current power source (alternating current input voltage VAC), and obtaining direct-current input voltage, and the rectification smooth electrical potential difference E_i corresponding to the input voltage VAC 1 time the level of an alternating current is generated. Switch PS is a powering-on switch. In addition, to this rectification smoothing circuit, rush current limit resistance (R_i) as shown in drawing 9 and drawing 10 to that alternating current input line is not inserted. And in order to control the rush current which flows into a smoothing capacitor C_i at a power up, the softswitch circuit 13 is formed between the power-factor-improvement circuits 10 the positive-electrode side of the bridge rectifier circuit Di. It mentions later in detail.

[0038] The switching converter (voltage resonance mold converter) of a voltage resonance form is formed in the upstream of the power circuit shown in this drawing. And it has the power-factor-improvement circuit 10 to this voltage resonance mold converter. About the configuration of the power-factor-improvement circuit 10, it mentions later, and the configuration of a voltage resonance form converter is explained first. A voltage resonance form converter here is the switching element Q1 of one stone. The configuration of the self-excitation type which it had is taken. In this case, the bipolar transistor (BJT; junction type transistor) of high pressure-proofing is adopted as the

switching element Q1.

[0039] Switching element Q1 The base is a starting resistance R_S . It connects with the positive-electrode side of a smoothing capacitor C_i (rectification smooth electrical potential difference E_i), and the base current at the time of starting is made to be acquired from rectification smooth Rhine. Moreover, switching element Q1 Between the base and an upstream ground, they are a drive winding N_B , a resonant capacitor C_B , and the base current-limiting resistance R_B . The resonance circuit for a self-oscillation drive (self-oscillation drive circuit) which consists of a series connection circuit is connected. Moreover, switching element Q1 Clamp diode DD inserted between the base and the negative electrode (primary side grounds) of a smoothing capacitor C_i Switching element Q1 The path of clamp current of flowing at the time of OFF is formed. Switching element Q1 A collector is connected with the positive-electrode terminal of a smoothing capacitor C_i through the series connection of the primary-winding N_1 -detection coil N_D . An emitter is grounded by the upstream ground.

[0040] Moreover, the above-mentioned switching element Q1 The parallel resonance capacitor C_r is connected to between collector emitters. This parallel resonance capacitor C_r forms the upstream parallel resonant circuit of a voltage resonance form converter with own capacitance and the leakage inductance L_1

by the side of the primary winding N1 of the insulating converter transformer PIT mentioned later. And although detailed explanation is omitted here, it is a switching element Q1. At the time of OFF, according to an operation of this parallel resonant circuit, the both-ends electrical potential difference of a resonant capacitor Cr serves as sine wave-like pulse shape in fact, and actuation of a voltage resonance form is obtained.

[0041] The rectangular mold control transformer PRT shown in this drawing is the saturable reactor with which the detection coil ND, the drive winding NB, and the control winding NC were looped around. This rectangular mold transformer PRT is formed for constant-voltage control while driving a switching element Q1. As structure of this rectangular mold control transformer PRT, although illustration is omitted, as it joins the edge of the mutual magnetic leg of the character type core of two DABURUKO which has four magnetic legs, it forms a solid mold core. And to two predetermined magnetic legs of this solid mold core, the detection coil ND and a drive winding NB are looped around in the same winding direction, a control winding NC is further looped around in the direction which intersects perpendicularly to the above-mentioned detection coil ND and a drive winding NB, and it is constituted.

[0042] In this case, the detection coil ND of the rectangular mold control transformer PRT (frequency adjustable means) is connecting with the primary

winding N1 of the insulating converter transformer PIT mentioned later, and a serial, and the switching output of a switching element Q1 is transmitted to the detection coil ND through a primary winding N1. In the rectangular mold control transformer PRT, it is that the switching output obtained by the detection coil ND is excited by the drive winding NB through transformer coupling, and the alternation electrical potential difference as a drive electrical potential difference occurs in a drive winding NB. This drive electrical potential difference is outputted to the base of a switching element Q1 as a drive current through the base current-limiting resistance RB from the series resonant circuit (NB, CB) which forms a self-oscillation drive circuit. By this, a switching element Q1 will perform switching operation on the switching frequency determined with the resonance frequency of a series resonant circuit (NB, CB).

[0043] As shown in drawing 2 , it had EE mold core which combined E mold cores CR1 and CR2 by ferrite material so that a mutual magnetic leg might counter, and the insulating converter transformer PIT of the gestalt of this operation is looped around to the central magnetic leg of this EE mold core, where a primary winding N1 (and tertiary winding N3) and a secondary winding N2 are divided using the division bobbin B, respectively. And as shown in drawing, he is trying to form a gap G to a central magnetic leg. The loose coupling by the necessary coupling coefficient is made to be obtained by this. A

gap G can form the central magnetic leg of E mold cores CR1 and CR2 by forming shorter than two outer magnet feet. Moreover, he is trying to acquire the condition of a loose coupling called $k^{**}0.85$ as a coupling coefficient k, for example, and it is hard to acquire the part and a saturation state.

[0044] The end of the primary winding N1 of the above-mentioned insulating converter transformer PIT is a switching element Q1. It connects with a collector and the other end side is connected with the positive electrode (rectification smooth electrical potential difference Ei) of a smoothing capacitor Ci through the series connection of the detection coil ND. Furthermore, the tertiary winding N3 in which the primary winding could wind up and was formed functions as a feedback winding, and is connected to the cathode of the high-speed recovery form diode D1 in the power-factor-improvement circuit 10 through the series resonance capacitor C3.

[0045] At secondary [of the insulating converter transformer PIT], it is a primary winding N1. The alternation electrical potential difference by which induction was carried out occurs in a secondary winding N2. In this case, to a secondary winding N2, it is the secondary parallel resonance capacitor C2. It is connecting with juxtaposition and a parallel resonant circuit is formed of the leakage inductance L2 of a secondary winding N2, and the capacitance of the secondary parallel resonance capacitor C2. The alternation electrical potential difference

excited by this parallel resonant circuit at a secondary winding N2 turns into resonance voltage. That is, voltage resonance actuation is obtained in secondary.

[0046] That is, in this power circuit, the upstream is equipped with the parallel resonant circuit for making switching operation into a voltage resonance form, and it has a parallel resonant circuit for obtaining voltage resonance actuation also to secondary. In addition, on these specifications, it will also be called a "compound resonance form switching converter" about the switching converter of a configuration of having a resonance circuit and operating to the upstream and secondary, in this way.

[0047] As opposed to the secondary parallel resonant circuit formed by making it like in this case, the above -- After preparing a tap to a secondary winding N2, by connecting rectifier diodes DO1, DO2, DO3, and DO4 and smoothing capacitors CO1 and CO2, as shown in drawing 2 sets of full wave rectifier circuits by the group of [rectifier diodes DO1 and DO2 and smoothing capacitor CO1] and the group of [rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2] are prepared. The full wave rectifier circuit which consists of [rectifier diodes DO1 and DO2 and smoothing capacitor CO1] generates the direct-current output voltage EO1, and the full wave rectifier circuit which consists of [rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2] generates the direct-current

output voltage EO2. In addition, in this case, also to a control circuit 1, the direct-current output voltage EO1 and the direct-current output voltage EO2 branch, and are inputted. In a control circuit 1, the direct-current output voltage EO1 is used as a detection electrical potential difference, and the direct-current output voltage EO2 is used as a power source of a control circuit 1 of operation.

[0048] A control circuit 1 is the control winding NC of the drive transformer PRT considering the direct current to which adjustable [of the level] is carried out according to the level of the secondary direct-current-voltage output EO1 as the control current. By supplying, constant-voltage control is performed like the after-mentioned.

[0049] By the way, it sets to the insulating converter transformer PIT, and they are a primary winding N1 and a secondary winding N2. By the relation between a polarity (the direction of a volume), and connection of rectifier-diode DO (DO1, DO2, DO3, DO4), it is a primary winding N1. An inductance L1 and secondary winding N2 Inductance L2 It may be set to the case where it is set to +M, and -M, about mutual-inductance M. For example, when taking the topology shown in drawing 3 (a), a mutual inductance is set to +M (additive polarity: forward method), and a mutual inductance is set to -M (subtractive polarity: flyback method) when taking the topology shown in drawing 3 (b). When this is made to correspond to secondary actuation of the power circuit shown in drawing 1 , it is

a secondary winding N2, for example. The actuation in which the rectified current flows to rectifier-diode DO1 (DO3) when the alternation electrical potential difference obtained is straight polarity + It can be regarded as the mode of operation (forward method) of M, and is a secondary winding N2 conversely. It can be concluded that the actuation in which the rectified current flows to rectifier-diode DO2 (DO4) when the alternation electrical potential difference obtained is negative polarity is the mode of operation (flyback method) of -M. That is, in this power circuit, whenever the alternation electrical potential difference obtained by the secondary winding serves as forward/negative one, a mutual inductance will operate in the mode of +M/-M.

[0050] In a control circuit 1, adjustable control of the inductance LB of the drive winding NB around which the rectangular mold control transformer PRT was looped is carried out by carrying out adjustable [of the control current (direct current) level passed to a control winding NC] according to change of secondary direct-current output voltage level (EO1). Thereby, the resonance conditions of the series resonant circuit in the self-oscillation drive circuit for the switching element Q1 formed including the inductance LB of a drive winding NB change. Although this serves as actuation which carries out adjustable [of the switching frequency of a switching element Q1], it has the operation which stabilizes secondary direct-current output voltage by this actuation.

[0051] And in the circuit shown in this drawing, the period when a switching element Q1 becomes off in carrying out adjustable [of the switching frequency] is made to carry out adjustable control of the period used as ON, in being fixed. That is, in this power circuit, it can be concluded that resonant impedance control to a switching output is performed, and it can come by operating as constant-voltage control action so that adjustable control of the switching frequency may be carried out, simultaneously conduction angle control (PWM control) of the switching element in a switching period is also performed. And 1 set of control circuit systems have realized this complex control action. Here, when it becomes the inclination of a light load, for example and secondary output voltage rises as switching frequency control, it shall be carried out by making a switching frequency high in control so that a secondary output may be controlled.

[0052] Then, the configuration of the power-factor-improvement circuit 10 is explained. In the power-factor-improvement circuit 10 shown in this drawing, the softswitch circuit 13 is minded from the positive-electrode output terminal of the bridge rectifier circuit Di, and it is the high-speed recovery mold diode D1-choke coil LS. Series connection is carried out and it is inserted. Filter capacitor CN High-speed recovery mold diode D1 It is inserted to between the positive-electrode terminals of a smoothing capacitor Ci an anode side, and the

low pass filter of normal mode is formed.

[0053] Moreover, to the power-factor-improvement circuit 10, it is the high-speed recovery mold diode D1. Although the tertiary winding N3 of the insulating converter transformer PIT is connected through the series resonance capacitor C3 to the node of a cathode and a choke coil LS, he is trying to return through the inductive reactance (magnetic coupling) in which the choke coil Ls itself has by this the switching output voltage (voltage resonance pulse voltage) obtained in an upstream parallel resonant circuit. .

[0054] The power-factor-improvement actuation by such power-factor-improvement circuit 10 is as follows fundamentally. Although the switching output obtained in an upstream parallel resonant circuit returns as mentioned above with the configuration of the power-factor-improvement circuit 10 shown in this drawing, a rectified-current path will be overlapped on the alternation electrical potential difference of a switching period with the switching output which returned. By superimposed part of the alternation electrical potential difference of this switching period, it is the high-speed recovery mold diode D1. The actuation which is intermittent a switching period in the rectified current then will be obtained, and it sees according to this intermittence operation, and is the upper choke coil LS. An inductance will also rise. It is made for the charging current to a smoothing capacitor Ci to flow also at the period

made by this lower [rectification output voltage level] than the both-ends electrical potential difference of a smoothing capacitor C_i . Consequently, as a result of making it the average wave of an alternating current input current approach the wave of alternating current input voltage and expanding the conduction angle of an alternating current input current, power factor improvement will be aimed at.

[0055] By this example, the circuit system as an electrical-potential-difference feedback system with which the voltage resonance pulse voltage which is the switching output obtained in an upstream parallel resonant circuit returns to the node of the high-speed recovery mold diode D_1 and a choke coil LS is formed here by the tertiary winding N_3 of the insulating converter transformer PIT being connected to the cathode of the high-speed recovery mold diode D_1 through the series resonance capacitor C_3 , as mentioned above.

[0056] And if the voltage resonance pulse voltage produced at the "off" period of a switching element Q_1 has the value higher than an electrical potential difference E_i which applied the pulse voltage of a tertiary winding N_3 to the alternating current input voltage VAC even when the alternating current input voltage VAC is lower than the electrical potential difference E_i of a smoothing capacitor C_i since a smoothing capacitor C_i side just becomes, the alternating current input current IAC from AC power supply AC will be charged by the

smoothing capacitor C_i through bridge rectifier-circuit D_i → softswitch circuit 13 → high-speed recovery mold diode D_1 → choke coil L_S . Consequently, as shown in drawing 4, a conduction angle is expanded and a power-factor PF improves.

Drawing 4 (a), (b), (e), and (f) show each wave of the current I_{LS} which flows the alternating current input voltage V_{AC} , the alternating current input current I_{AC} , the feedback electrical potential difference V_2 , and a choke coil L_S of operation.

[0057] Although the charge energy of a smoothing capacitor C_i changes a form, this became the charging current (current I_{LS}), and the excitation energy emitted by the tertiary winding N_3 charged the smoothing capacitor C_i , and has returned to charge energy again. Moreover, with this electrical-potential-difference feedback system, in the period when the alternating current input voltage V_{AC} is low, the high-speed recovery mold diode D_1 will be in an OFF state, and a current I_{D2} does not flow.

[0058] The softswitch circuit 13 is constituted by the transistor Q_3 of an NPN mold, resistance R_1 , the electrolytic capacitor C_{10} of small capacity, and diode D_3 . And the collector of a transistor Q_3 is connected to the positive-electrode side of the bridge rectifier circuit D_i , and the emitter of a transistor Q_3 is connected to the power-factor-improvement circuit 10. Moreover, resistance R_1 is allotted between the collector-bases of a transistor Q_3 , and a capacitor C_{10} is arranged between the primary [-] base side grounds of a transistor Q_3 . Between

the emitter-bases of a transistor Q3, diode D3 is connected as an object for reverse voltage prevention of the base emitter electrical potential difference V_{BE} .

[0059] In the steady state, a transistor Q3 is an ON state, in forward [of the alternating current input voltage V_{AC}], and a negative period, collector current I_c continues flowing continuously, and the collector emitter electrical potential difference V_{CE} is in the saturation voltage condition. The resistance of resistance R1 is selected so that it may become $I_c < h_{FE} \cdot (base\ current\ I_B)$. And in the steady state from which a transistor Q3 serves as ON, the collector emitter electrical potential difference V_{CE} and collector current I_c of a transistor Q3 become as shown in drawing 4 (c) and (d).

[0060] Drawing 5 shows the situation of change of the alternating current input current I_{AC} when Switch PS is turned on at the peak period of the alternating current input voltage V_{AC} . It is determined that the resistance of resistance R1 will be set to collector current $I_c = 15A$ if the ASO field of a transistor Q3 is collector current $I_c < 16A$. And a capacitor C10 has the operation which makes slow the standup of the alternating current input current I_{AC} after switch PS ON with the time constant of resistance R1 and a capacitor C10. The soft start function by this soft start circuit 13 works. Therefore, like drawing 5 Even if Switch PS is set to ON at the peak period of the alternating current input voltage V_{AC} , the alternating current input current I_{AC} It does not flow to a smoothing

capacitor C_i as the excessive inrush charging current. Therefore, even if current-limiting resistance is not prepared in an alternating current input line like this example, the alternating current input current I_{AC} does not exceed the maximum allowed current of the bridge rectifier circuit D_i , the high-speed recovery mold diode D_1 , and a smoothing capacitor C_i .

[0061] That is, since the rush current limit resistance R_i of the mass low resistance inserted in alternating current R_{line} as shown in drawing 9 and drawing 10 becomes unnecessary, the power loss by the rush current limit resistance R_i is lost, and its power conversion effectiveness improves. moreover -- while natural by it -- the time of the 1-second progress after ON of Switch PS -- electromagnetism -- by solid state switches, such as power relay or a thyristor, and a triac, the rush current limit resistance R_i is short-circuited, and it becomes unnecessary [the circuit section which reduces power loss].

[0062] In addition, the transistor Q3 in this softswitch circuit 13 is easy to be the thing of a low-speed switching characteristic, and can adopt the cheap general-purpose transistor of high h_{FE} by low pressure-proofing in practice.

[0063] Moreover, about the switching power supply circuit of this example, it is the range of maximum load power $P_{Omax}=140W$ and minimum negative charge force $P_{Omin}=0W$, and experimented under the conditions of a switching frequency $f_s=100kHz-200kHz$ control range to fluctuation of alternating current

input voltage $VAC=80V-140V$ further. Consequently, as shown in drawing 6 , to fluctuation, under the monograph affair of negative charge force $PO=140W-20W$, it was mostly fixed and power-factor $PF=0.8$ were obtained in the range of alternating current input voltage $VAC=80V-140V$. Moreover, as shown in drawing 7 , in the condition of alternating current input voltage $VAC=100V$, the power-factor PF was set to 0.8 almost uniformly to a load effect called negative charge force $PO=140W-20W$.

[0064] Thus, the rate of high tensile is maintainable also to fluctuation of alternating current input voltage and a load in the power circuit of the gestalt of this operation. For this reason, it becomes possible practically enough to carry the power circuit of the gestalt of this operation to business machines with which it is not limited to the television receiver with which alternating current input voltage and load conditions are specified, for example, load conditions are changed, such as a business machine and a personal computer.

[0065] Moreover, 50Hz ripple voltage component of the secondary direct-current output voltage level $EO1$ also serves as range which is satisfactory practically as a power circuit which remains in the increment to about 75mV when not having the power-factor-improvement circuit 10 from about 50mV, for example, is used for color television etc.

[0066] Then, drawing 8 explains the gestalt of operation of the 2nd of this

invention. This example is an example which prepared softswitch circuit 13A in what combined the separate excitation oscillation mold switching frequency-control method compound resonance form converter and the electrical-potential-difference feedback system magnetic coupling mold power-factor-improvement circuit. In addition, in this drawing, the same sign is given to the same part as drawing 1, and explanation is omitted. Moreover, it shall have the structure same as an insulating converter transformer PIT shown in this drawing as what was previously shown in drawing 2 .

[0067] In this drawing, the voltage resonance form converter with which the upstream is equipped has taken the configuration of a separate excitation type, for example, it has the switching element Q21 by MOS-FET of one stone. The drain of a switching element Q21 is connected with the positive electrode of a smoothing capacitor C_i through a primary winding N1, and the source is connected to an upstream ground. Moreover, the parallel resonance capacitor C_r is connected between the drain-sources of a switching element Q21. Furthermore, the clamp diode DD is connected to juxtaposition to between the drain-source of a switching element Q21.

[0068] The switching drive of the above-mentioned switching element Q21 is carried out by oscillation / drive circuit 2 so that the switching operation previously explained by drawing 1 may be obtained. That is, in a control circuit 1,

the current or electrical potential difference of level changed according to fluctuation of the secondary direct-current output voltage E01 is supplied to oscillation / drive circuit 2. In oscillation / drive circuit 2, according to the output level from a control circuit 1, the period outputs the switching driving signal (electrical potential difference) by which adjustable was carried out to the gate of a switching element Q21 so that stabilization of the secondary direct-current output voltage E01 may be attained. Although adjustable [of the switching frequency of a switching element Q21] is carried out by this, as drawing 1 also described on this occasion, the period when a switching element Q21 becomes off is made to output the switching driving signal which generated by carrying out so that adjustable [of the period used as ON] may be carried out as fixed.

[0069] In this case, it is made for the bootstrap circuit 3 to have the actuation for starting oscillation / drive circuit 2 performed by the electrical potential difference at the time of starting obtained by the coil N4 around which the rectification smooth electrical potential difference Ei obtained by the smoothing capacitor Ci is supplied as a power source of operation to the bootstrap circuit 3, and the insulating converter transformer PIT was looped additionally.

[0070] Moreover, the power-factor-improvement circuit 11 shown in this drawing minds softswitch circuit 13A from the positive-electrode output terminal of the bridge rectifier circuit Di, and is filter choke coil LN-high-speed recovery mold

diode D1-choke coil LS. Series connection is carried out and it is inserted. Filter capacitor CN High-speed recovery mold diode D1 It is inserted to between the positive-electrode terminals of a smoothing capacitor Ci an anode side, and the low pass filter of normal mode is formed with the filter choke coil LN.

[0071] Moreover, to the power-factor-improvement circuit 11, it is the high-speed recovery mold diode D1. Although the tertiary winding N3 of the insulating converter transformer PIT is connected through the series resonance capacitor C3 to the node of a cathode and a choke coil LS, he is trying for the switching output voltage (voltage resonance pulse voltage) obtained in an upstream parallel resonant circuit to return by this. Also in this case, the switching output voltage obtained in an upstream parallel resonant circuit returns as well as the example of drawing 1 through the inductive reactance (magnetic coupling) which the choke coil Ls itself has. Moreover, a primary winding can wind up the tertiary winding N3 (feedback winding) in the insulating converter transformer PIT, and it is formed.

[0072] By such configuration, if the value which applied the pulse voltage of a tertiary winding N3 to the alternating current input voltage VAC is higher than an electrical potential difference Ei even when the alternating current input voltage VAC is lower than the electrical potential difference Ei of a smoothing capacitor Ci, a smoothing capacitor Ci will charge through bridge rectifier-circuit Di-> filter

choke coil LN-> high-speed recovery mold diode D1 -> choke coil LS, consequently a conduction angle will expand the alternating current input current IAC from AC power supply AC, and its power-factor PF will improve. And it becomes practically sufficient thing to business machines with which the rate of high tensile can be maintained also to fluctuation of alternating current input voltage and a load, and it is not limited to the television receiver with which alternating current input voltage and load conditions are specified, for example, load conditions are changed, such as a business machine and a personal computer.

[0073] And in the case of this example, softswitch circuit 13A is constituted by the transistor Q4 of an PNP mold, resistance R1, the electrolytic capacitor C10 of small capacity, and diode D3. And the collector of a transistor Q4 is connected to the negative-electrode side of the bridge rectifier circuit Di. Resistance R1 is allotted between the collector-bases of a transistor Q4, and a capacitor C10 is arranged between the primary [-] base side grounds of a transistor Q4. Moreover, between the emitter-bases of a transistor Q4, diode D3 is connected as an object for reverse voltage prevention of the base emitter electrical potential difference VBE.

[0074] That is, this softswitch circuit 13A is considered as the configuration which used the transistor of an PNP mold, and is inserted in the

negative-electrode side of the bridge rectifier circuit Di. Even if it becomes being the same as that of the softswitch circuit 13 of drawing 1 as actuation, and the standup of the alternating current input current IAC after switch PS ON is made late by this softswitch circuit 13A, therefore Switch PS is set to ON at the peak period of the alternating current input voltage VAC, the alternating current input current IAC does not flow to a smoothing capacitor Ci as the excessive inrush charging current. For this reason, it becomes unnecessary to prepare current-limiting resistance in an alternating current input line.

[0075] In addition, also in this softswitch circuit 13A, a transistor Q4 is easy to be the thing of a low-speed switching characteristic, and can adopt the cheap general-purpose transistor of high hFE by low pressure-proofing in practice.

[0076] By the way, in secondary [of the power circuit shown in this drawing 8], the end of a secondary winding N2 is connected to a secondary ground, and the other end is connected to the node of the anode of rectifier-diode DO1, and the cathode of rectifier-diode DO2 through the series connection of the series resonance capacitor Cs 1. The cathode of rectifier-diode DO1 is connected with the positive electrode of smoothing capacitor CO1, and the anode of rectifier-diode DO2 is connected to a secondary ground. The negative-electrode side of smoothing capacitor CO1 is connected to a secondary ground.

[0077] In such a topology, the voltage doubler half wave rectifier circuit which

consists of the group of [the series resonance capacitor C_s , rectifier diodes DO1 and DO2, and smoothing capacitor CO1] will be prepared as a result. Here, the series resonance capacitor C_s forms the series resonant circuit corresponding to ON / off actuation of rectifier diodes DO1 and DO2 by own capacitance and the leakage inductance component of a secondary winding N2. That is, the power circuit of the gestalt of this operation takes the configuration of the compound resonance form switching converter by which the upstream was equipped with the parallel resonant circuit for making switching operation into a voltage resonance form, and secondary was equipped with the series resonant circuit for obtaining voltage doubler half-wave rectification actuation.

[0078] Here, as voltage doubler half-wave rectification actuation by the group of the above [the series resonance capacitor C_s , rectifier diodes DO1 and DO2, and smoothing capacitor CO1], it is as follows. If a switching output is obtained by the primary winding N1 by the switching operation of the upstream, this switching output will be excited by the secondary winding N2. A voltage doubler rectifier circuit inputs the alternation electrical potential difference obtained by this secondary winding N2, and performs rectification actuation. In this case, in the period when rectifier-diode DO1 becomes off first at, and rectifier-diode DO2 serves as ON, it operates in the subtractive-polarity mode in which the polarity (mutual-inductance M) of a primary winding N1 and a secondary winding N2 is

set to $-M$, and the actuation which charges the rectified current which rectified by rectifier-diode DO2 to the series resonance capacitor C_s according to the series resonance operation by the leakage inductance of a secondary winding N_2 and the series resonance capacitor C_s is obtained.

[0079] And rectifier-diode DO2 becomes off, and it becomes the additive polarity mode in which the polarity (mutual-inductance M) of a primary winding N_1 and a secondary winding N_2 is set to $+M$, in the period which rectifier-diode DO1 serves as ON, and performs rectification actuation, and becomes the actuation to which charge is carried out to smoothing capacitor CO1 in the condition that the series resonance that the potential of the series resonance capacitor C_s joins the electrical potential difference by which induction was carried out to the secondary winding N_2 arises. In smoothing capacitor CO1, the direct-current output voltage [$\frac{1}{2}$ the twice / about / of the induced voltage of a secondary winding N_2] E_{O1} (rectification smooth electrical potential difference) is obtained because the insulating converter transformer PIT repeats additive polarity mode ($+M$; forward actuation) and subtractive-polarity mode ($-M$; flyback actuation) by turns as mentioned above. Thus, he is trying to obtain the secondary direct-current output voltage E_{O1} by performing voltage doubler half-wave rectification.

[0080] In addition, he is trying for this example to generate the direct-current

output voltage EO2 by the full wave rectifier circuit which consists of rectifier diodes DO3 and DO4 and smoothing capacitor CO2 being connected with a secondary winding N2, after looping around secondary-winding N2A independently and grounding a center tap to a ground to this secondary-winding N2A.

[0081] As mentioned above, although the gestalt of operation of this invention has been explained, a modification is further considered by Oshi. These people have already proposed the configuration equipped with four voltage doubler rectifier circuits using a secondary series resonant circuit as a compound resonance form switching converter, and such a configuration may also be materialized as a modification of the gestalt of this operation. That is, as a gestalt of this operation, it is not limited especially as a configuration of a secondary resonance circuit and a rectifier circuit. Moreover, such a secondary voltage doubler rectifier circuit and four voltage doubler rectifier circuits are employable as the upstream as previously shown in drawing 1 also to the circuit equipped with the self-excitation-type voltage resonance form converter.

[0082] Moreover, although the so-called configuration of the single end method equipped with the switching element of one stone is taken as a voltage resonance form converter of the upstream if it is in the gestalt of each above-mentioned implementation, this invention is applicable also to the

so-called push pull method to which the switching element of two stones is made to switch by turns.

[0083]

[Effect of the Invention] it is effective in the ability to be able to offer a fully employable practically power circuit to the business machine , the personal computer , etc. with which the property that a power-factor rises with the fall of the negative charge force is acquire by a power-factor become about 1 law to fluctuation of alternating current input voltage in the power circuit as a compound resonance form converter by which this invention was equipped with the power factor improvement circuit as explained above , for this reason load conditions change And further, by it becoming unnecessary to insert rush current limit resistance in an alternating current input line with a soft start means, large-sized elevated-temperature exoergic components become unnecessary, and power conversion effectiveness improves by the dissolution of the power loss by rush current limit resistance. In addition, the soft start means with the transistor of the NPN mold of low pressure-proofing and a hyposaturation electrical potential difference or an PNP mold is low loss, and the heat sink is unnecessary. in order [therefore,] to short-circuit rush current limit resistance -- electromagnetism -- becoming collector dissipation almost equivalent to drive power 0.5W in the case of preparing power relay, the power loss by the soft start means of this invention

is extent which does not pose a problem practically. moreover, the electromagnetism accompanying rush current limit resistance -- electromagnetism since it is not necessary to prepare power relay -- secondary defective pair policies when power relay is open and breaks down also become unnecessary. moreover, the electromagnetism accompanying rush current limit resistance and it -- as compared with preparing the resistance short circuit system by power relay or the solid state switch, circuitry becomes very simple and will become sharply advantageous in respect of component part mark or cost.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuit diagram showing the configuration of the switching power supply circuit as a gestalt of operation of the 1st of this invention.

[Drawing 2] It is the sectional side elevation showing the structure of the insulating converter transformer adopted as the power circuit of the gestalt of this operation.

[Drawing 3] It is the explanatory view showing each actuation in case a mutual

inductance is $+M/-M$.

[Drawing 4] It is the wave form chart showing actuation of the switching power supply circuit of the gestalt of this operation.

[Drawing 5] It is the explanatory view of the input alternating current of a power up about the switching power supply circuit of the gestalt of this operation.

[Drawing 6] It is the property Fig. showing the relation between the alternating current input voltage of the switching power supply circuit of the gestalt of the 1st operation, and a power-factor.

[Drawing 7] It is the property Fig. showing the negative charge force of the switching power supply circuit of the gestalt of the 1st operation, and the relation of a power-factor.

[Drawing 8] It is the circuit diagram showing the 2nd configuration of the switching power supply circuit of the gestalt of operation.

[Drawing 9] It is the circuit diagram showing the configuration of the power circuit as advanced technology.

[Drawing 10] It is the circuit diagram showing the configuration of the power circuit as advanced technology.

[Drawing 11] It is the explanatory view of the input alternating current of the power up of the power circuit of the advanced technology.

[Drawing 12] It is the property Fig. showing the relation between the alternating

current input voltage of the power circuit of the advanced technology, and a power-factor.

[Drawing 13] It is the wave form chart showing the actuation to the input of the commercial alternating current power source according to the negative charge force of the power circuit of the advanced technology.

[Description of Notations]

1 10 Control Circuit, 11 13 Power-Factor-Improvement Circuit, 13A Soft Start Circuit, Di Bridge Rectifier Circuit, Ci Smoothing Capacitor, LS Choke Coil, D1 High-speed Recovery Mold Diode, C3 Resonant Capacitor, C2 Secondary Parallel Resonance Capacitor, Cs1 Secondary Series Resonance Capacitor, PRT Rectangular Mold Control Transformer, PIT Insulating Converter Transformer, Q1, Q21 Switching Element

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2001-136746
(P2001-136746A)

(43) 公開日 平成13年5月18日 (2001.5.18)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 2 M 3/28		H 0 2 M 3/28	Q 5 H 0 0 6
			C 5 H 7 3 0
			M
3/338		3/338	A
7/06		7/06	P
審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 15 頁) 最終頁に続く			

(21) 出願番号 特願平11-318052

(22) 出願日 平成11年11月9日 (1999. 11. 9)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(74) 代理人 100086841

弁理士 脇 篤夫 (外1名)

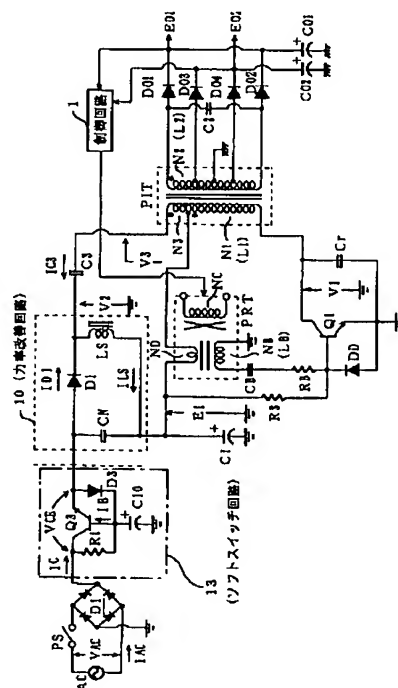
Fターム(参考) 5H006 AA02 BB06 CA01 CA07 CB01
CB04 CB05 CB08 CC08 FA02
5H730 AA14 AA18 BB23 BB26 BB66
CC04 CC05 DD02 DD22 EE73
FD01 FG01

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】 交流入力ラインに大容量低抵抗の電流制限抵抗を設けることや、電流制限抵抗を短絡する回路を電磁リレー或いはサイリスタ・トライアック等により形成して効率改善をはかるといったことを不要とし、電力変換効率の向上及び回路の簡易化をはかる。

【解決手段】 整流電流経路に挿入されるとともに、一次側共振回路に得られるスイッチング出力電圧が絶縁コンバータトランスの一次巻線を巻き上げて形成された三次巻線と直列共振コンデンサを介して帰還され、この帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善する力率改善手段を設けるとともに、力率改善手段の前段に配され、電源投入時において平滑コンデンサへの突入電流を制限することができるように、トランジスタを用いて形成されたソフトスイッチ手段を設ける。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 商用交流電源を入力して整流する整流ダイオードと平滑コンデンサにより整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され、一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、

上記直流入力電圧をスイッチング素子により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側共振回路と、

整流電流経路に挿入されるとともに、上記一次側共振回路に得られるスイッチング出力電圧が、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を巻き上げて形成された三次巻線と直列共振コンデンサを介して帰還され、この帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善する力率改善手段と、

上記力率改善手段の前段に配され、電源投入時において上記平滑コンデンサへの突入電流を制限することができるよう、トランジスタを用いて形成されたソフトスイッチ手段と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と、二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、

上記二次側共振回路を含んで形成され、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、

を備えたことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項2】 上記ソフトスイッチ手段は、上記整流ダイオードの正極側に接続されたPNPトランジスタと、

上記PNPトランジスタのコレクターベース間に配された抵抗と、

上記PNPトランジスタのベースとアースの間に配されたコンデンサと、

を有して形成されることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【請求項3】 上記ソフトスイッチ手段は、上記整流ダイオードの負極側に接続されたPNPトランジスタと、

上記PNPトランジスタのコレクターベース間に配され

た抵抗と、

上記PNPトランジスタのベースとアースの間に配されたコンデンサと、

を有して形成されることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路として、特に力率を改善するための構成を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】先に本出願人は、一次側に共振形コンバータを備えた電源回路を各種提案している。また、電流共振形コンバータに対して力率改善を図るための力率改善回路を備えて構成した電源回路も各種提案している。

【0003】図9は、先に本出願人により出願された発明に基づいて構成されるスイッチング電源回路の一例を示す回路図である。この電源回路は自励式による電流共振形のスイッチングコンバータに対して力率改善のための力率改善回路が設けられた構成とされている。

【0004】この図に示す電源回路においては、商用交流電源ACを全波整流するブリッジ整流回路Diが備えられている。この場合、ブリッジ整流回路Diにより整流された整流出力は、力率改善回路20を介して平滑コンデンサCiに充電され、平滑コンデンサCiの両端には、交流入力電圧VACの1倍のレベルに対応する整流平滑電圧Eiが得られることになる。また、この整流平滑回路(Di, Ci)に対しては、その整流電流経路に対して突入電流制限抵抗Riが挿入されており、例えば電源投入時に平滑コンデンサに流入する突入電流を抑制するようにしている。スイッチPSは電源投入スイッチである。

【0005】この図に示す力率改善回路20においては、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と平滑コンデンサCiの正極端子間に対して、フィルタチョークコイルLN—高速リカバリ型ダイオードD1—チョークコイルLSが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサCNは高速リカバリ型ダイオードD1のアノード側と平滑コンデンサCiの正極端子間に対して挿入されることで、フィルタチョークコイルLNと共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0006】また、力率改善回路20に対しては、高速リカバリ型ダイオードD1のカソードとチョークコイルLSの接続点に対して、後述する一次側の直列共振回路の端部が接続されて、この直列共振回路に得られるスイッチング出力が帰還されるようにしている。なお、力率改善回路20による力率改善動作については後述する。

【0007】この電源回路には、平滑コンデンサCiの両端電圧である整流平滑電圧Eiを動作電源とする自励

式の電流共振形コンバータが備えられる。この電流共振形コンバータにおいては、図のように2つのバイポーラトランジスタによるスイッチング素子Q1、Q2をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサC1の正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。これらスイッチング素子Q1、Q2の各コレクターベース間には、それぞれ起動抵抗RS1、RS2が挿入されている。また、スイッチング素子Q1、Q2の各ベースに対して接続される抵抗RB1、RB2は、スイッチング素子Q1、Q2のベース電流（ドライブ電流）を設定する。また、スイッチング素子Q1、Q2の各ベース-エミッタ間にはそれぞれクランプダイオードDD1、DD2が挿入される。クランプダイオードDD1、DD2は、それぞれスイッチング素子Q1、Q2がオフとされる期間に、ベース-エミッタを介して流れるクランプ電流の電流経路を形成する。そして、共振用コンデンサCB1、CB2は次に説明するドライブトランスPRTの駆動巻線NB1、NB2と共に、自励発振用の直列共振回路（自励発振駆動回路）を形成しており、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング周波数を決定する。

【0008】ドライブトランスPRT（Power Regulating Transformer）はスイッチング素子Q1、Q2を駆動すると共に、スイッチング周波数を可変制御することにより定電圧制御を行うために設けられるもので、この図の場合には駆動巻線NB1、NB2及び共振電流検出巻線NDが巻回され、更にこれらの各巻線に対して制御巻線NCが直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルとされている。このドライブトランスPRTの駆動巻線NB1の一端は、抵抗RB1-共振用コンデンサCB1の直列接続を介してスイッチング素子Q1のベースに接続され、他端はスイッチング素子Q1のエミッタに接続される。また、駆動巻線NB2の一端はアースに接地されると共に、他端は抵抗RB2-共振用コンデンサCB2の直列接続を介してスイッチング素子Q2のベースと接続されている。駆動巻線NB1と駆動巻線NB2は互いに逆極性の電圧が発生するように巻装されている。

【0009】絶縁コンバータトランスPIT（Power Isolation Transformer）は、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、共振電流検出巻線NDを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。

【0010】また、一次巻線N1の他端は、直列共振コンデンサC1を介するようにして、力率改善回路20内の高速リカバリ型ダイオードD1のカソードとチョークコイルLSの接続点に対して接続されている。

【0011】この場合、上記直列共振コンデンサC1及び一次巻線N1は直列に接続されているが、この直列共

振コンデンサC1のキャパシタンス及び一次巻線N1

（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分により、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

【0012】また、この図における絶縁コンバータトランスPITの二次側では、二次巻線N2に対してセンタータップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02、D03、D04及び平滑コンデンサC01、C02を図のように接続することで、[整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組と、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]の組とによる、2組の全波整流回路が設けられる。[整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]から成る全波整流回路は直流出力電圧E01を生成し、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]から成る全波整流回路は直流出力電圧E02を生成する。なお、この場合には、直流出力電圧E01及び直流出力電圧E02は制御回路1に対しても分岐して入力される。制御回路1においては、直流出力電圧E01を検出電圧として利用し、直流出力電圧E02を制御回路1の動作電源として利用する。

【0013】制御回路1は、例えば二次側の直流電圧出力E01のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給することにより後述するようにして定電圧制御を行う。

【0014】上記構成による電源回路のスイッチング動作としては、先ずスイッチPSにより商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗RS1、RS2を介してスイッチング素子Q1、Q2のベースに起動電流が供給されることになるが、例えばスイッチング素子Q1が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子Q1の出力として、共振電流検出巻線ND→一次巻線N1→直列共振コンデンサC1に共振電流が流れるが、この共振電流が0となる近傍でスイッチング素子Q2がオン、スイッチング素子Q1がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子Q2を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。このように、平滑コンデンサC1の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子Q1、Q2が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次巻線N2に交番出力を得る。

【0015】また、ドライブトランスPRTによる定電圧制御は次のようにして行われる。例えば、交流入力電圧レベルや負荷変動等に伴って二次側出力電圧E01が上昇するように変動したとすると、前述のように制御巻線NCに流れる制御電流のレベルも二次側出力電圧E01

の上昇に応じて高くなるように制御される。この制御電流によりドライブトランスPRTに発生する磁束の影響で、ドライブトランスPRTにおいては飽和状態に近づく傾向となっており、駆動巻線NB1、NB2のインダクタンスを低下させるように作用するが、これにより自励発振回路の条件が変化してスイッチング周波数は高くなるように制御される。この電源回路では、直列共振コンデンサC1及び一次巻線N1の直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチング周波数を設定している（アッパーサイド制御）が、上記のようにしてスイッチング周波数が高くなると、直列共振回路の共振周波数に対してスイッチング周波数が離れていくことになる。これにより、スイッチング出力に対する直列共振回路の共振インピーダンスは高くなる。

【0016】このようにして共振インピーダンスが高くなることで、一次側直列共振回路の一次巻線N1に供給されるドライブ電流が抑制される結果、二次側出力電圧が抑制されることになり、定電圧制御が図られることになる。なお、以降は上記のような方法による定電圧制御方式を「スイッチング周波数制御方式」ということにする。

【0017】また、力率改善回路20による力率改善動作は次のようになる。この図に示す力率改善回路20の構成では、直列共振回路（N1、C1）に供給されたスイッチング出力をチョークコイルLS自体が有するとされる誘導性リアクタンスを介していわゆる磁気結合形で整流電流経路に帰還するようにされる。

【0018】上記のようにして帰還されたスイッチング出力により、整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳されることになるが、このスイッチング周期の交番電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオードD1では整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになり、この断続作用により見掛け上のフィルタチョークコイルLN、チョークコイルLSのインダクタンスも上昇することになる。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサCiの両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサCiへの充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近づくようにされて交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0019】図10は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできるスイッチング電源回路の他の構成例を示す回路図である。この電源回路も2本のスイッチング素子がハーフブリッジ結合された電流共振形コンバータが備えられるが、その駆動方式については他励式とされている。また、この場合にも力率改善を図るための力率改善回路が備えられた構成とされている。なお、図9と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。

【0020】この図に示す一次側の電流共振形コンバータとしては、例えばMOS-FETとされる2石のスイッチング素子Q11、Q12が備えられている。ここでは、スイッチング素子Q11のドレインを整流平滑電圧E1のラインと接続し、スイッチング素子Q11のソースとスイッチング素子Q12のドレインを接続し、スイッチング素子Q12のソースを一次側アースに接続することで、他励式に対応したハーフブリッジ結合を得ている。これらスイッチング素子Q11、Q12は、発振ドライブ回路2によって交互にオン/オフ動作が繰り返されるようにスイッチング駆動されて、整流平滑電圧E1を断続してスイッチング出力とする。また、この場合には、各スイッチング素子Q11、Q12のドレイン-ソース間に対して、図に示す方向によって接続されるクランプダイオードDD1、DD2が設けられる。

【0021】また、この場合には、スイッチング素子Q11、Q12のソースドレインの接続点（スイッチング出力点）に対して、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端を接続することで、一次巻線N1に対してスイッチング出力を供給するようにされる。一次巻線N1の他端は、直列共振コンデンサC1を介して、次に述べる力率改善回路21のフィルタチョークコイルLNと高速リカバリ型ダイオードD1のアノードとの接続点に対して接続される。

【0022】この場合にも、直列共振コンデンサC1のキャパシタンス及び一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス成分により、スイッチング電源回路を電流共振形とするための直列共振回路を形成している。

【0023】この場合の制御回路1は、例えば直流出力電圧E01の変動に対応したレベルの制御信号を発振ドライブ回路2に出力する。発振ドライブ回路2では制御回路1から供給された制御信号に基づいて、発振ドライブ回路2からスイッチング素子Q11、Q12の各ゲートに供給するスイッチング駆動信号の周波数を変化させて、スイッチング周波数を可変するようにしている。そして、この図に示す電源回路においても、図9に示した電源回路と同様に、スイッチング周波数は直列共振周波数よりも高い領域として設定されている。そして、例えば直流出力電圧E01が上昇すると、そのレベルに応じて、制御回路1はスイッチング周波数を高くするように発振ドライブ回路2に対する制御を行う。これにより、図9にて説明したのと同様にして定電圧制御が行われる。起動回路3は、電源投入直後に整流平滑ラインに得られる電圧あるいは電流を検出して、発振ドライブ回路2を起動させるために設けられるもので、絶縁コンバータトランスPITに追加的に巻装した巻線を整流して得られる低レベルの直流電圧を動作電源として入力している。

【0024】この図に示す力率改善回路21では、ブリ

ブリッジ整流回路 D1 の正極出力端子と平滑コンデンサ C1 の正極端子間に対して、フィルタチョークコイル LN - 高速リカバリ型ダイオード D1 が直列接続されて挿入される。ここで、フィルタコンデンサ CN はフィルタチョークコイル LN - 高速リカバリ型ダイオード D1 の直列接続回路に対して並列に設けられる。そして、このような接続形態によっても、フィルタコンデンサ CN はフィルタチョークコイル LN と共にノーマルモードのローパスフィルタを形成している。また、共振コンデンサ C3 は、高速リカバリ型ダイオード D1 に対して並列に設けられる。ここでは詳しい説明は省略するが、例えば共振コンデンサ C3 は例えばフィルタチョークコイル LN 等と共に並列共振回路を形成するようにされ、その共振周波数は後述する直列共振回路の共振周波数とほぼ同等となるように設定される。これにより、負荷が軽くなったときの整流平滑電圧 E1 の上昇を抑制する作用を有するものである。この力率改善回路 21 に対しては、先にも述べたようにして、フィルタチョークコイル LN と高速リカバリ型ダイオード D1 のアノードとの接続点に対して直列共振回路 (N1, C1) の端部が接続される。

【0025】このような接続形態では、一次巻線 N1 に得られるスイッチング出力は、直列共振コンデンサ C1 の静電容量結合を介して、スイッチング出力を整流電流経路に帰還されることになる。この場合には、フィルタチョークコイル LN と高速リカバリ型ダイオード D1 のアノードとの接続点に対して、一次巻線 N1 に得られた共振電流が流れるように帰還されて、スイッチング出力が印加されることになる。

【0026】上記のようにしてスイッチング出力が帰還されることで、整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳されることになるが、このスイッチング周期の交番電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオード D1 では整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになり、この断続作用により見掛け上のフィルタチョークコイル LN のインダクタンスも上昇することになる。また、共振コンデンサ C3 にはスイッチング周期の電流が流れることでその両端に電圧が発生するが、整流平滑電圧 E1 のレベルは、この共振コンデンサ C3 の両端電圧だけ引き下げられることになる。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサ C1 の両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C1 への充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされて交流入力電流の導通角が拡大され、やはり力率改善が図られることになる。

【0027】このように、上記図 9 及び図 10 に示した電源回路では力率改善回路 (20, 21) を備えることで、力率改善を図ることが出来るが、これらの図に示した力率改善回路は、少ない部品点数によって形成されているため、高効率、低ノイズ、小型軽量、低コストによ

り、力率改善を図ることができるというメリットを有している。

【0028】

【発明が解決しようとする課題】ここで、図 11 に、上記図 9 及び図 10 に示した電源回路についての、スイッチ PS が交流入力電圧 VAC のピーク時にオンした場合の、交流入力電流 IAC の時間変化を示している。交流入力電圧 VAC のピーク時にスイッチ PS がオンされると、ブリッジ整流回路 D1、フィルタチョークコイル LN、高速リカバリ型ダイオード D1、チョークコイル LS を介して、100 A 以上の過大な突入充電電流が平滑コンデンサ C1 に流れ、ブリッジ整流回路 D1、高速リカバリ型ダイオード D1、平滑コンデンサ C1 の最大許容電流をオーバーし、破壊に至ることがある。このため、図 9 及び図 10 に示したように、交流ラインに大容量の低抵抗とされる突入電流制限抵抗 Ri が挿入され、図 11 に示すように突入充電電流が 50 A 以下になるように制限している。

【0029】ところが、負荷電力が 200 W 以上の重負荷の場合は、電力損失が増加し、効率が低下する。AC 100 V 系では、突入電流制限抵抗 Ri を、 $1\Omega/30\text{ W}$ の大型のセメント抵抗などによって図 11 に示すように時点 $t = 0$ において交流入力電流 IAC = 50 A で、時点 $t = 60\text{ (ms)}$ において交流入力電流 IAC = 5 A の定格状態となるが、電力損失によって電力変換効率が低下することになる。

【0030】また、その対策として、スイッチ PS のオン後の 1 秒経過時に電磁パワーリレー、或いはサイリスタ、トライアック等の半導体スイッチによって、突入電流制限抵抗 Ri を短絡し、電力損失を低減する方式もある。ところがこの場合は、電磁パワーリレー或いは半導体スイッチ、及びその周辺回路素子を設けるによって、構成部品点数やコスト面の点で難点がある。

【0031】また、図 12 には、交流入力電圧 VAC と力率 PF との関係が示されている。ここでは、最大負荷電力 $P_{\text{omax}} = 120\text{ W}$ 時と、最小負荷電力 $P_{\text{omin}} = 40\text{ W}$ 時の各条件での下での特性が示されている。この図に示されるように、力率 PF は、交流入力電圧 VAC が上昇するのに応じて、力率 PF は比例的に低下していくことが分かる。また、最小負荷電力 $P_{\text{omin}} = 40\text{ W}$ 時の条件での力率 PF としては、最大負荷電力 $P_{\text{omax}} = 120\text{ W}$ よりも低い力率となっている。つまり、交流入力電圧 VAC や負荷電力 Po の変動によって、力率 PF が低下する。これは、交流入力電圧 VAC や負荷条件が指定されている家電機器、例えばカラーテレビジョン受像機などでは問題ないが、交流入力電圧 VAC や負荷条件の変動がありうる事務機器や情報機器では、これらの電源回路が採用できないことを意味する。

【0032】上記図 12 に示した特性は、動作波形としては図 13 のようにして示される。ここで、図 13

(a) (b) には、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ で最大負荷電力 $P_{Omax} = 120W$ 時の交流入力電圧 V_{AC} 、交流入力電流 I_{AC} が示され、図13(c) (d) には、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ で最小負荷電力 $P_{Omin} = 40W$ 時の交流入力電圧 V_{AC} 、交流入力電流 I_{AC} が示されている。交流入力電圧 V_{AC} の半周期が $10ms$ であるとして、最大負荷電力 $P_{Omax} = 120W$ 時には、交流入力電流 I_{AC} の導通期間 τ は実際には $5ms$ 程度とされて、力率としては $PF = 0.85$ となる。これに対して、最小負荷電力 $P_{Omin} = 40W$ 時には、交流入力電流 I_{AC} の導通期間 τ は $2.5ms$ 程度にまで短くなり、力率としては $PF = 0.65$ 程度にまで低下する。この最小負荷電力 $P_{Omin} = 40W$ 時に得られる力率 PF の値では、実用上要求される力率としての値を満足しない場合がある。

【0033】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成する。つまり、商用交流電源を入力して整流する整流ダイオードと平滑コンデンサにより整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、疎結合とされる所要の結合係数が得られるようにギャップが形成され一次側出力を二次側に伝送するために設けられる絶縁コンバータトランスと、上記整流平滑電圧をスイッチング素子により断続して上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に出力するようにされたスイッチング手段と、少なくとも上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側並列共振回路と、整流電流経路に挿入されるとともに上記一次側共振回路に得られるスイッチング出力電圧が上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を巻き上げて形成された三次巻線と直列共振コンデンサを介して帰還され、この帰還されたスイッチング出力電圧に基づいて整流電流を断続することにより力率を改善する力率改善手段と、上記力率改善手段の前段に配され、電源投入時において上記平滑コンデンサへの突入電流を制限することができるようにトランジスタを用いて形成されたソフトスイッチ手段と、上記絶縁コンバータトランスの二次巻線の漏洩インダクタンス成分と二次側共振コンデンサのキャパシタンスとによって二次側において形成される二次側共振回路と、上記二次側共振回路を含んで形成され上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変制御することで二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段とを備えるようにする。

【0034】また、上記ソフトスイッチ手段は、上記整

流ダイオードの正極側に接続されたNPNトランジスタと、上記NPNトランジスタのコレクターベース間に配された抵抗と、上記NPNトランジスタのベースとアースの間に配されたコンデンサとを有して形成されるようにする。或いは上記ソフトスイッチ手段は、上記整流ダイオードの負極側に接続されたPNPトランジスタと、上記PNPトランジスタのコレクターベース間に配された抵抗と、上記PNPトランジスタのベースとアースの間に配されたコンデンサとを有して形成されるようにする。

【0035】上記構成によれば、複合共振形コンバータといわれる電源回路に備えられる力率改善回路に対しては、一次側共振回路に得られるスイッチング出力電圧が三次巻線及び直列共振コンデンサを介して帰還されることになる。またトランジスタを用いたソフトスイッチ手段により、電源投入時の突入電流を制限することができ、これによって交流入力ラインに大容量低抵抗の電流制限抵抗を設けることや、電流制限抵抗を短絡する回路を電磁リレー或いはサイリスタ・トライアック等により形成して効率改善をはかるといったことは不要となる。

【0036】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の第1の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。これは、自励発振型スイッチング周波数制御方式複合共振形コンバータと電圧帰還方式磁気結合型力率改善回路を組み合わせたものに、ソフトスイッチ回路13を設けたものである。

【0037】この図に示す電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧 V_{AC} ）を入力して直流入力電圧を得るための整流平滑回路として、ブリッジ整流回路D1及び平滑コンデンサC1からなる全波整流回路が備えられ、交流入力電圧 V_{AC} の1倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_1 を生成するようにされる。スイッチPSは電源投入スイッチである。なお、この整流平滑回路に対しては、その交流入力ラインに対して図9、図10に示したような突入電流制限抵抗 (R_1) は挿入されない。そして電源投入時に平滑コンデンサC1に流入する突入電流を抑制するためには、ブリッジ整流回路D1の正極側と力率改善回路10の間にソフトスイッチ回路13が設けられている。詳しくは後述する。

【0038】この図に示す電源回路の一次側には、電圧共振形のスイッチングコンバータ（電圧共振型コンバータ）が設けられる。そして、この電圧共振型コンバータに対して力率改善回路10が備えられるものである。力率改善回路10の構成については後述し、先ず電圧共振形コンバータの構成について説明する。ここでの電圧共振形コンバータは、1石のスイッチング素子Q1を備えた自励式の構成を採っている。この場合、スイッチング素子Q1には、高耐圧のバイポーラトランジスタ (BJT; 接合型トランジスタ) が採用されている。

【0039】スイッチング素子Q1のベースは、起動抵抗RSを介して平滑コンデンサCi（整流平滑電圧Ei）の正極側に接続されて、起動時のベース電流が整流平滑ラインから得られるようにしている。また、スイッチング素子Q1のベースと一次側アース間には駆動巻線NB、共振コンデンサCB、ベース電流制限抵抗RBの直列接続回路よりなる自励発振駆動用の共振回路（自励発振駆動回路）が接続される。また、スイッチング素子Q1のベースと平滑コンデンサCiの負極（一次側アース）間に挿入されるクランプダイオードDDにより、スイッチング素子Q1のオフ時に流れるクランプ電流の経路を形成するようにされている。スイッチング素子Q1のコレクタは、一次巻線N1-検出巻線NDの直列接続を介して平滑コンデンサCiの正極端子と接続される。エミッタは一次側アースに接地される。

【0040】また、上記スイッチング素子Q1のコレクタ・エミッタ間に対しては、並列共振コンデンサCrが接続されている。この並列共振コンデンサCrは、自身のキャパシタンスと、後述する絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1側のリーケージインダクタンスL1とにより電圧共振形コンバータの一次側並列共振回路を形成する。そして、ここでは詳しい説明を省略するが、スイッチング素子Q1のオフ時には、この並列共振回路の作用によって共振コンデンサCrの両端電圧は、実際には正弦波状のパルス波形となって電圧共振形の動作が得られるようになっている。

【0041】この図に示す直交型制御トランスPRTは、検出巻線ND、駆動巻線NB、及び制御巻線NCが巻装された可飽和リアクトルである。この直交型トランスPRTは、スイッチング素子Q1を駆動すると共に、定電圧制御のために設けられる。この直交型制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻回方向に検出巻線ND、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記検出巻線ND、駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0042】この場合、直交型制御トランスPRT（周波数可変手段）の検出巻線NDは、後述する、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1と直列に接続されていることで、スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、一次巻線N1を介して検出巻線NDに伝達される。直交型制御トランスPRTにおいては、検出巻線NDに得られたスイッチング出力がトランス結合を介して駆動巻線NBに励起されることで、駆動巻線NBにはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する直列共振回路（NB、CB）からベース電流制限抵抗RBを介して、ドライブ電流としてスイッチング素子Q1のベースに出力される。

これにより、スイッチング素子Q1は、直列共振回路（NB、CB）の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

【0043】本実施の形態の絶縁コンバータトランスPITは、図2に示すように、例えばフェライト材によるE型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアが備えられ、このEE型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1（及び三次巻線N3）と二次巻線N2をそれぞれ分割した状態で巻装している。そして、中央磁脚に対しては図のようにギャップGを形成するようにしている。これによって、所要の結合係数による疎結合が得られるようにしている。ギャップGは、E型コアCR1、CR2の中央磁脚を、2本の外磁脚よりも短く形成することで形成することが出来る。また、結合係数kとしては、例えば $k \approx 0.85$ という疎結合の状態を得るようにしており、その分、飽和状態が得られにくいようにしている。

【0044】上記絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、他端側は検出巻線NDの直列接続を介して平滑コンデンサCiの正極（整流平滑電圧Ei）と接続されている。また、さらに一次巻線が巻き上げられて形成された三次巻線N3は帰還巻線として機能し、直列共振コンデンサC3を介して、力率改善回路10における高速リカバリ形ダイオードD1のカソードに接続されている。

【0045】絶縁コンバータトランスPITの二次側では、一次巻線N1により誘起された交番電圧が二次巻線N2に発生する。この場合、二次巻線N2に対しては、二次側並列共振コンデンサC2が並列に接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と二次側並列共振コンデンサC2のキャパシタンスとによって並列共振回路が形成される。この並列共振回路により、二次巻線N2に励起される交番電圧は共振電圧となる。つまり二次側において電圧共振動作が得られる。

【0046】即ち、この電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側にも、電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられる。なお、本明細書では、このように一次側及び二次側に対して共振回路が備えられて動作する構成のスイッチングコンバータについては、「複合共振形スイッチングコンバータ」ともいうことにする。

【0047】この場合、上記ようにして形成される二次側の並列共振回路に対しては、二次巻線N2に対してタップを設けた上で、整流ダイオードD01、D02、D03、D04及び平滑コンデンサC01、C02を図のように接続することで、[整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組と、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]の組とによる、2組の全波整流回路が設けられる。[整流ダイオードD01、D02、平滑コン

デンサC01]から成る全波整流回路は直流出力電圧E01を生成し、[整流ダイオードD03、D04、平滑コンデンサC02]から成る全波整流回路は直流出力電圧E02を生成する。なお、この場合には、直流出力電圧E01及び直流出力電圧E02は制御回路1に対しても分岐して入力される。制御回路1においては、直流出力電圧E01を検出電圧として利用し、直流出力電圧E02を制御回路1の動作電源として利用する。

【0048】制御回路1は、例えば二次側の直流電圧出力E01のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流としてドライブトランスPRTの制御巻線NCに供給することにより、後述のように定電圧制御を行う。

【0049】ところで、絶縁コンバータトランスPITにおいては、一次巻線N1、二次巻線N2の極性（巻方向）と整流ダイオードD0（D01、D02、D03、D04）の接続との関係によって、一次巻線N1のインダクタンスL1と二次巻線N2のインダクタンスL2との相互インダクタンスMについて、+Mとなる場合と-Mとなる場合とがある。例えば、図3（a）に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは+M（加極性：フォワード方式）となり、図3（b）に示す接続形態を採る場合に相互インダクタンスは-M（減極性：フライバック方式）となる。これを、図1に示す電源回路の二次側の動作に対応させてみると、例えば二次巻線N2に得られる交番電圧が正極性のときに整流ダイオードD01（D03）に整流電流が流れる動作は、+Mの動作モード（フォワード方式）とみることができ、逆に、二次巻線N2に得られる交番電圧が負極性のときに整流ダイオードD02（D04）に整流電流が流れる動作は、-Mの動作モード（フライバック方式）であるとみることができる。即ち、この電源回路では、二次巻線に得られる交番電圧が正/負となるごとに、相互インダクタンスが+M/-Mのモードで動作することになる。

【0050】制御回路1では、二次側直流出力電圧レベル（E01）の変化に応じて、制御巻線NCに流す制御電流（直流電流）レベルを可変することで、直交型制御トランスPRTに巻装された駆動巻線NBのインダクタンスLBを可変制御する。これにより、駆動巻線NBのインダクタンスLBを含んで形成されるスイッチング素子Q1のための自励共振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化する。これは、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数を可変する動作となるが、この動作によって二次側直流出力電圧を安定化する作用を有する。

【0051】そしてこの図に示す回路においては、スイッチング周波数を可変するのにあたり、スイッチング素子Q1がオフとなる期間は一定としたうえで、オンとなる期間を可変制御するようにしている。つまり、この電源回路では、定電圧制御動作として、スイッチング周波数を可変制御するように動作することで、スイッチング

出力に対する共振インピーダンス制御を行い、これと同時に、スイッチング周期におけるスイッチング素子の導通角制御（PWM制御）も行っているものと見ることが出来る。そして、この複合的な制御動作を1組の制御回路系によって実現している。ここで、スイッチング周波数制御としては、例えば軽負荷の傾向になるなどして二次側出力電圧が上昇したときに、スイッチング周波数を高くすることで、二次側出力を抑制するように制御が行われるものとされる。

【0052】続いて、力率改善回路10の構成について説明する。この図に示す力率改善回路10においては、ブリッジ整流回路D1の正極出力端子からソフトスイッチ回路13を介して、高速リカバリ型ダイオードD1ーチョークコイルLSが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサCNは高速リカバリ型ダイオードD1のアノード側と平滑コンデンサC1の正極端子間に対して挿入されることで、ノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0053】また、力率改善回路10に対しては、高速リカバリ型ダイオードD1のカソードとチョークコイルLSの接続点に対して、絶縁コンバータトランスPITの三次巻線N3が直列共振コンデンサC3を介して接続されているが、これにより、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力電圧（電圧共振パルス電圧）を、チョークコイルLS自体が有する誘導性リアクタンス（磁気結合）を介して帰還されるようにしている。

【0054】このような力率改善回路10による力率改善動作は、基本的には次のようになる。この図に示す力率改善回路10の構成では、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力が上記のように帰還されるが、帰還されたスイッチング出力により、整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳されることになる。このスイッチング周期の交番電圧の重畳分によって、高速リカバリ型ダイオードD1では整流電流をスイッチング周期で断続する動作が得られることになり、この断続作用により見掛け上のチョークコイルLSのインダクタンスも上昇することになる。これにより、整流出力電圧レベルが平滑コンデンサC1の両端電圧よりも低いとされる期間にも平滑コンデンサC1への充電電流が流れるようにされる。この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近づくようにされて交流入力電流の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0055】ここで本例では、上述したように絶縁コンバータトランスPITの三次巻線N3が直列共振コンデンサC3を介して高速リカバリ型ダイオードD1のカソードに接続されていることで、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力である電圧共振パルス電圧が、高速リカバリ型ダイオードD1とチョークコイルLSの接続点に帰還される電圧帰還方式としての回路系が形成さ

れているものとなる。

【0056】そして、スイッチング素子Q1のオフ期間に生じる電圧共振パルス電圧は、平滑コンデンサC1側に正になるため、交流入力電圧VACが平滑コンデンサC1の電圧E1より低い時でも、交流入力電圧VACに三次巻線N3のパルス電圧を加えた値が電圧E1よりも高ければ、交流電源ACからの交流入力電流IACは、ブリッジ整流回路D1→ソフトスイッチ回路13→高速リカバリ型ダイオードD1→チョークコイルLSを介して平滑コンデンサC1に充電される。その結果、図4に示すように、導通角が拡大し、力率PFが向上する。図4(a)(b)(e)(f)は、交流入力電圧VAC、交流入力電流IAC、帰還電圧V2、チョークコイルLSを流れる電流ILSの各動作波形を示している。

【0057】三次巻線N3によって放出される励磁エネルギーは、平滑コンデンサC1の充電エネルギーが形を変えたものであるが、これが充電電流(電流ILS)となって平滑コンデンサC1を充電して再び充電エネルギーに戻っている。また、この電圧帰還方式では、交流入力電圧VACが低い期間では、高速リカバリ型ダイオードD1はオフ状態となり、電流ID2は流れない。

【0058】ソフトスイッチ回路13は、NPN型のトランジスタQ3、抵抗R1、小容量の電解コンデンサC10、ダイオードD3により構成される。そしてブリッジ整流回路D1の正極側にトランジスタQ3のコレクタが接続され、力率改善回路10にトランジスタQ3のエミッタが接続される。また抵抗R1はトランジスタQ3のコレクターベース間に配され、コンデンサC10はトランジスタQ3のベース-1次側アース間に配される。トランジスタQ3のエミッターベース間には、ベース・エミッタ電圧VBEの逆電圧防止用としてダイオードD3が接続される。

【0059】定常状態においては、トランジスタQ3はオン状態であり、交流入力電圧VACの正と負の期間は、コレクタ電流Icは連続して流れ続け、コレクタ・エミッタ電圧VCEは飽和電圧状態となっている。抵抗R1の抵抗値は、 $I_c < h_{FE} \cdot (\text{ベース電流} I_B)$ となるように選定される。そしてトランジスタQ3がオンとなる定常状態では、トランジスタQ3のコレクタ・エミッタ電圧VCE、コレクタ電流Icは図4(c)(d)のようになる。

【0060】図5は、スイッチPSが、交流入力電圧VACのピーク時にオンされた場合の、交流入力電流IACの変化の様子を示している。抵抗R1の抵抗値は、トランジスタQ3のASO領域が、コレクタ電流 $I_c < 1.6A$ であれば、コレクタ電流 $I_c = 1.5A$ となるように定める。そしてコンデンサC10は、抵抗R1とコンデンサC10の時定数により、スイッチPSオン後の、交流入力電流IACの立ち上がりを遅くする作用を有する。従ってこのソフトスタート回路13によるソフトスタート機能が

働き、図5のように、スイッチPSが交流入力電圧VACのピーク時にオンとされても、交流入力電流IACが、過大な突入充電電流として平滑コンデンサC1に流れることはなく、従って本例のように交流入力ラインに電流制限抵抗が設けられなくとも、交流入力電流IACが、ブリッジ整流回路D1、高速リカバリ型ダイオードD1、平滑コンデンサC1の最大許容電流をオーバーすることはない。

【0061】つまり、図9及び図10に示したような、交流ラインに挿入されていた大容量低抵抗の突入電流制限抵抗R1が不要となることから、突入電流制限抵抗R1による電力損失はなくなり、電力変換効率が向上するものとなる。またそれによって当然ながら、スイッチPSのオン後の1秒経過時に電磁パワーリレー、或いはサイリスタ、トライアック等の半導体スイッチによって、突入電流制限抵抗R1を短絡し、電力損失を低減する回路部も不要となる。

【0062】なお、このソフトスイッチ回路13におけるトランジスタQ3は低速スイッチング特性のものでよく、実際上は、低耐圧で高 h_{FE} の安価な汎用トランジスタが採用できる。

【0063】また本例のスイッチング電源回路について、最大負荷電力 $P_{Omax} = 140W$ 、最小負荷電力 $P_{Omin} = 0W$ の範囲で、さらに交流入力電圧 $VAC = 80V \sim 140V$ の変動に対してスイッチング周波数 $f_s = 100kHz \sim 200kHz$ の制御範囲という条件下で実験した。その結果、図6に示すように、交流入力電圧 $VAC = 80V \sim 140V$ の範囲に変動に対して、負荷電力 $P_O = 140W \sim 20W$ の各条件下で、ほぼ一定して力率 $PF = 0.8$ が得られた。また図7に示すように、交流入力電圧 $VAC = 100V$ の状態では、負荷電力 $P_O = 140W \sim 20W$ という負荷変動に対して、力率 PF はほぼ一定に 0.8 となった。

【0064】このように、本実施の形態の電源回路では、交流入力電圧、負荷の変動に対しても高力率を維持できる。このために、交流入力電圧や負荷条件が指定されるテレビジョン受像機などに限定されず、例えば負荷条件が変動する事務機器やパーソナルコンピュータなどの事務機器に対して本実施の形態の電源回路を搭載することが実用上十分に可能となるものである。

【0065】また二次側直流出力電圧レベルE01の50Hzリップル電圧成分も、力率改善回路10を備えない場合の50mV程度から75mV程度への増加にとどまっており、例えばカラーテレビジョン等に用いる電源回路としては実用上問題のない範囲となっている。

【0066】続いて図8により本発明の第2の実施の形態を説明する。この例は、他励共振型スイッチング周波数制御方式複合共振形コンバータと電圧帰還方式磁気結合型力率改善回路を組み合わせたものにソフトスイッチ回路13Aを設けた例である。なお、この図において図

1と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。また、この図に示される絶縁コンバータトランスPITとしては、先に図2に示したものと同様の構造を有しているものとされる。

【0067】この図において、一次側に備えられる電圧共振形コンバータは他励式の構成を採っており、例えば1石のMOS-FETによるスイッチング素子Q21が備えられる。スイッチング素子Q21のドレインは、一次巻線N1を介して平滑コンデンサC1の正極と接続され、ソースは一次側アースに接続される。また、並列共振コンデンサC_rは、スイッチング素子Q21のドレイン-ソース間に接続される。さらに、スイッチング素子Q21のドレイン-ソース間に対しては、クランプダイオードDが並列に接続されている。

【0068】上記スイッチング素子Q21は、発振・ドライブ回路2によって、先に図1にて説明したスイッチング動作が得られるようにスイッチング駆動される。つまり、制御回路1では二次側直流出力電圧E₀₁の変動に応じて変動したレベルの電流又は電圧を発振・ドライブ回路2に対して供給する。発振・ドライブ回路2では、二次側直流出力電圧E₀₁の安定化が図られるように、制御回路1からの出力レベルに応じて、その周期が可変されたスイッチング駆動信号（電圧）をスイッチング素子Q21のゲートに対して出力する。これによってスイッチング素子Q21のスイッチング周波数が可変されるのであるが、この際においては、図1にても述べたように、スイッチング素子Q21がオフとなる期間は一定として、オンとなる期間が可変されるべくして生成したスイッチング駆動信号を出力するようにされる。

【0069】この場合、起動回路3に対しては、平滑コンデンサC1に得られる整流平滑電圧E_iが動作電源として供給されており、また、絶縁コンバータトランスPITに追加的に巻装された巻線N4に得られた起動時の電圧によって、起動回路3は、発振・ドライブ回路2を起動させるための動作を実行するようにされている。

【0070】また、この図に示す力率改善回路11は、ブリッジ整流回路D1の正極出力端子からソフトスイッチ回路13Aを介して、フィルタチョークコイルLN-高速リカバリ型ダイオードD1-チョークコイルLSが直列接続されて挿入される。フィルタコンデンサCNは高速リカバリ型ダイオードD1のアノード側と平滑コンデンサC1の正極端子間に対して挿入されることで、フィルタチョークコイルLNとともにノーマルモードのローパスフィルタを形成している。

【0071】また、力率改善回路11に対しては、高速リカバリ型ダイオードD1のカソードとチョークコイルLSの接続点に対して、絶縁コンバータトランスPITの三次巻線N3が直列共振コンデンサC3を介して接続されているが、これにより、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力電圧（電圧共振パルス電圧）が帰

還されるようにしている。この場合も図1の例と同じく、一次側並列共振回路に得られるスイッチング出力電圧は、チョークコイルLS自体が有する誘導性リアクタンス（磁気結合）を介して帰還される。また、絶縁コンバータトランスPITにおける三次巻線N3（帰還巻線）は、一次巻線が巻き上げられて形成されている。

【0072】このような構成により、交流入力電圧VACが平滑コンデンサC1の電圧E_iより低い時でも、交流入力電圧VACに三次巻線N3のパルス電圧を加えた値が電圧E_iよりも高ければ、交流電源ACからの交流入力電流I_{AC}は、ブリッジ整流回路D1→フィルタチョークコイルLN→高速リカバリ型ダイオードD1→チョークコイルLSを介して平滑コンデンサC1に充電され、その結果、導通角が拡大し、力率PFが向上する。そして交流入力電圧、負荷の変動に対しても高力率を維持でき、交流入力電圧や負荷条件が指定されるテレビジョン受像機などに限定されず、例えば負荷条件が変動する事務機器やパーソナルコンピュータなどの事務機器に対して実用上十分なものとなる。

【0073】そしてこの例の場合は、ソフトスイッチ回路13Aは、PNP型のトランジスタQ4、抵抗R1、小容量の電解コンデンサC10、ダイオードD3により構成される。そしてブリッジ整流回路D1の負極側にトランジスタQ4のコレクタが接続される。抵抗R1はトランジスタQ4のコレクターベース間に配され、コンデンサC10はトランジスタQ4のベース-一次側アース間に配される。またトランジスタQ4のエミッターベース間には、ベース・エミッタ電圧VBEの逆電圧防止用としてダイオードD3が接続される。

【0074】すなわちこのソフトスイッチ回路13Aは、PNP型のトランジスタを用いた構成とされ、ブリッジ整流回路D1の負極側に挿入されるものとなる。動作としては図1のソフトスイッチ回路13と同様となり、このソフトスイッチ回路13Aによって、スイッチP Sオン後の、交流入力電流I_{AC}の立ち上がりが遅くされ、従ってスイッチP Sが交流入力電圧VACのピーク時にオンとされても、交流入力電流I_{AC}が、過大な突入充電電流として平滑コンデンサC1に流れることはない。このため交流入力ラインに電流制限抵抗を設けることは不要となる。

【0075】なお、このソフトスイッチ回路13Aにおいても、トランジスタQ4は低速スイッチング特性のものでよく、実際上は、低耐圧で高hFEの安価な汎用トランジスタが採用できる。

【0076】ところで、この図8に示す電源回路の二次側においては、二次巻線N2の一端は二次側アースに接続され、他端は直列共振コンデンサC_{s1}の直列接続を介して整流ダイオードD01のアノードと整流ダイオードD02のカソードの接続点に対して接続される。整流ダイオードD01のカソードは平滑コンデンサC01の正極と接

続され、整流ダイオードD02のアノードは二次側アースに対して接続される。平滑コンデンサC01の負極側は二次側アースに対して接続される。

【0077】このような接続形態では結果的に、[直列共振コンデンサCs、整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組から成る倍電圧半波整流回路が設けられることになる。ここで、直列共振コンデンサCsは、自身のキャパシタンスと二次巻線N2の漏洩インダクタンス成分とによって、整流ダイオードD01、D02のオン/オフ動作に対応する直列共振回路を形成する。即ち、本実施の形態の電源回路は、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側には、倍電圧半波整流動作を得るための直列共振回路が備えられた複合共振形スイッチングコンバータの構成を採る。

【0078】ここで、上記[直列共振コンデンサCs、整流ダイオードD01、D02、平滑コンデンサC01]の組による倍電圧半波整流動作としては次のようになる。一次側のスイッチング動作により一次巻線N1にスイッチング出力が得られると、このスイッチング出力は二次巻線N2に励起される。倍電圧整流回路は、この二次巻線N2に得られた交番電圧を入力して整流動作を行う。この場合まず、整流ダイオードD01がオフとなり、整流ダイオードD02がオンとなる期間においては、一次巻線N1と二次巻線N2との極性(相互インダクタンスM)が-Mとなる減極性モードで動作して、二次巻線N2の漏洩インダクタンスと直列共振コンデンサCsによる直列共振作用によって、整流ダイオードD02により整流した整流電流を直列共振コンデンサCsに対して充電する動作が得られる。

【0079】そして、整流ダイオードD02がオフとなり、整流ダイオードD01がオンとなって整流動作を行う期間においては、一次巻線N1と二次巻線N2との極性(相互インダクタンスM)が+Mとなる加極性モードとなり、二次巻線N2に誘起された電圧に直列共振コンデンサCsの電位が加わるという直列共振が生じる状態で平滑コンデンサC01に対して充電が行われる動作となる。上記のように絶縁コンバータトランスPITが加極性モード(+M; フォワード動作)と減極性モード(-M; フライバック動作)を交互に繰り返すことで、平滑コンデンサC01においては、二次巻線N2の誘起電圧のほぼ2倍に対応する直流出力電圧E01(整流平滑電圧)が得られる。このように倍電圧半波整流を行うことで二次側直流出力電圧E01を得るようにしている。

【0080】なお本例では、二次巻線N2とは独立して二次巻線N2Aを巻装し、この二次巻線N2Aに対してはセンタータップをアースに接地したうえで、整流ダイオードD03、D04及び平滑コンデンサC02からなる全波整流回路が接続されることで、直流出力電圧E02を生成するようにしている。

【0081】以上、本発明の実施の形態を説明してきたが、変形例はさらに多様に考えられる。本出願人は、複合共振形スイッチングコンバータとして、二次側直列共振回路を利用した4倍電圧整流回路を備えた構成も既に提案しているが、このような構成も本実施の形態の変形例として成立し得る。つまり、本実施の形態としては二次側の共振回路及び整流回路の構成として特に限定されるものではない。また、このような二次側の倍電圧整流回路、4倍電圧整流回路は、先に図1に示したような、一次側に自励式の電圧共振形コンバータを備えた回路に対しても採用することができる。

【0082】また、上記各実施の形態にあつては、一次側の電圧共振形コンバータとして、1石のスイッチング素子を備えたいわゆるシングルエンド方式の構成が採られているが、2石のスイッチング素子を交互にスイッチングさせるいわゆるプッシュプル方式にも本発明が適用できるものである。

【0083】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、力率改善回路を備えた複合共振形コンバータとしての電源回路において、交流入力電圧の変動に対しては力率はほぼ一定になり、また負荷電力の低下に伴って力率は上昇するという特性が得られ、このために負荷条件が変動する事務機器やパーソナルコンピュータなどに対して、実用上十分に採用できる電源回路を提供できるという効果がある。そしてさらにソフトスタート手段によって、交流入力ラインにおいて突入電流制限抵抗を挿入する必要がなくなることで、大型の高温発熱部品が不要となり、突入電流制限抵抗による電力損失の解消によって電力変換効率が向上する。なお、低耐圧、低飽和電圧のNPN型又はPNP型のトランジスタによるソフトスタート手段は低損失であり、放熱板は不要である。従って突入電流制限抵抗を短絡するために電磁パワーリレーを設ける場合の駆動電力0.5Wとほぼ同等のコレクタ損失となり、本発明のソフトスタート手段による電力損失は実用上問題とならない程度である。また、突入電流制限抵抗に伴った電磁パワーリレーを設ける必要がないことから、電磁パワーリレーがオープンで故障した場合などの2次不良対策も不要となる。また突入電流制限抵抗、及びそれに伴った電磁パワーリレーや半導体スイッチによる抵抗短絡回路系を設けることと比較して、回路構成は非常に簡易となり、構成部品点数やコストの面で大幅に有利なものとなる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。

【図2】本実施の形態の電源回路に採用される絶縁コンバータトランスの構造を示す側断面図である。

【図3】相互インダクタンスが+M/-Mの場合の各動作を示す説明図である。

【図 4】本実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図 5】本実施の形態のスイッチング電源回路について電源投入時の入力交流電流の説明図である。

【図 6】第 1 の実施の形態のスイッチング電源回路の交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

【図 7】第 1 の実施の形態のスイッチング電源回路の負荷電力と力率の関係を示す特性図である。

【図 8】第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の構成を示す回路図である。

【図 9】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図 10】先行技術としての電源回路の構成を示す回路図である。

【図 11】先行技術の電源回路の電源投入時の入力交流電流の説明図である。

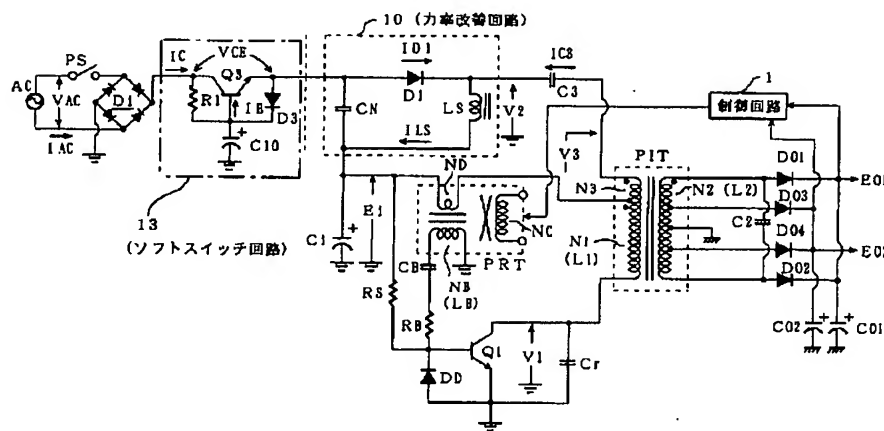
【図 12】先行技術の電源回路の交流入力電圧と力率との関係を示す特性図である。

【図 13】先行技術の電源回路の負荷電力に応じた商用交流電源の入力に対する動作を示す波形図である。

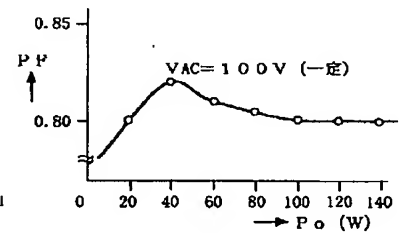
【符号の説明】

1 制御回路、10、11 力率改善回路、13、13A ソフトスタート回路、D1 ブリッジ整流回路、Ci 平滑コンデンサ、LS チョークコイル、D1 高速リカバリ型ダイオード、C3 共振コンデンサ、C2 二次側並列共振コンデンサ、Cs1 二次側直列共振コンデンサ、PRT 直交型制御トランス、PIT 絶縁コンバータトランス、Q1、Q21 スwitchング素子

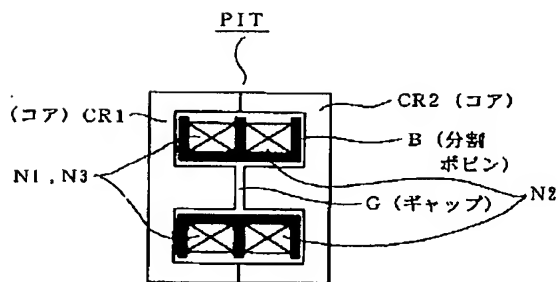
【図 1】



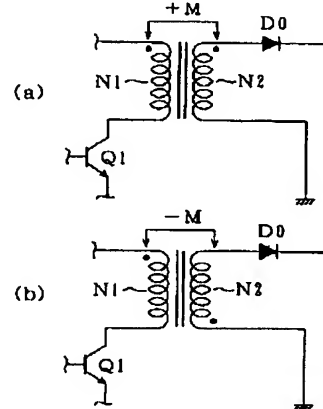
【図 7】



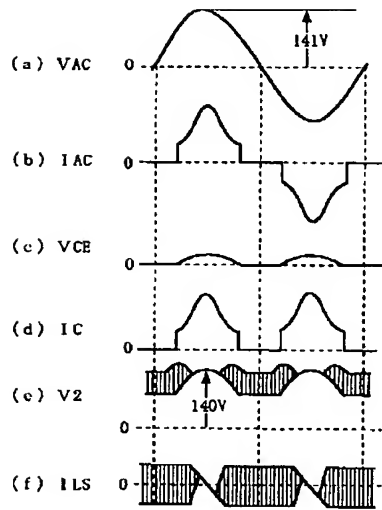
【図 2】



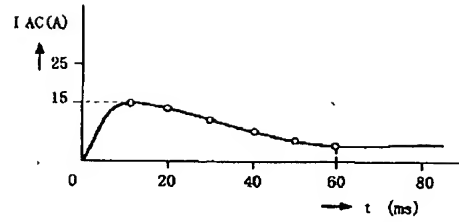
【図 3】



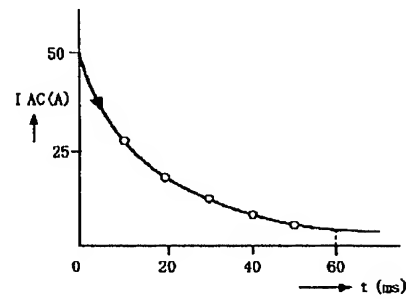
【図4】



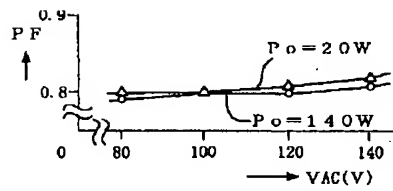
【図5】



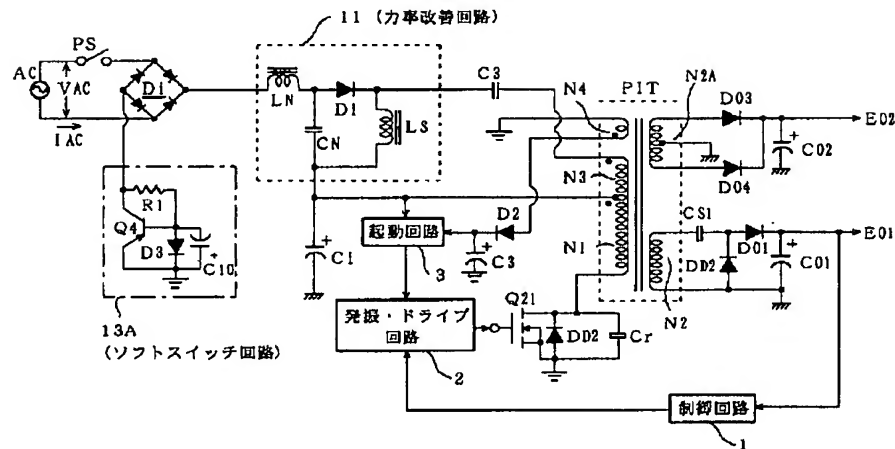
【図11】



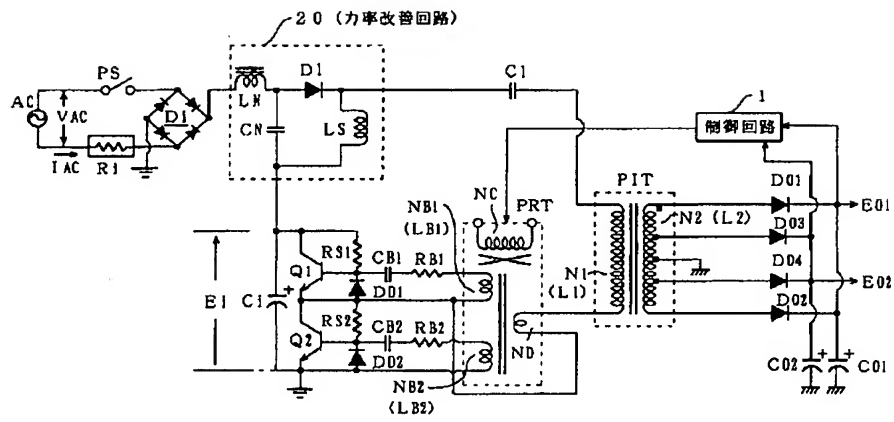
【図6】



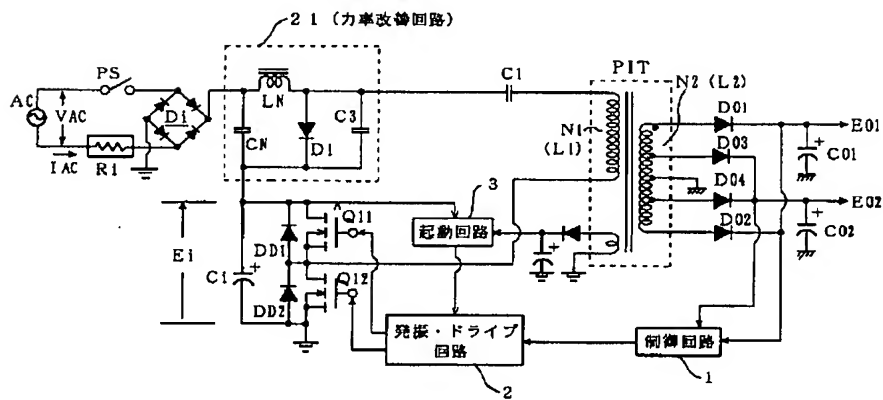
【図8】



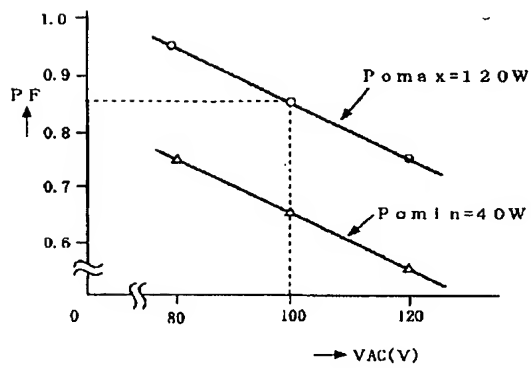
【図9】



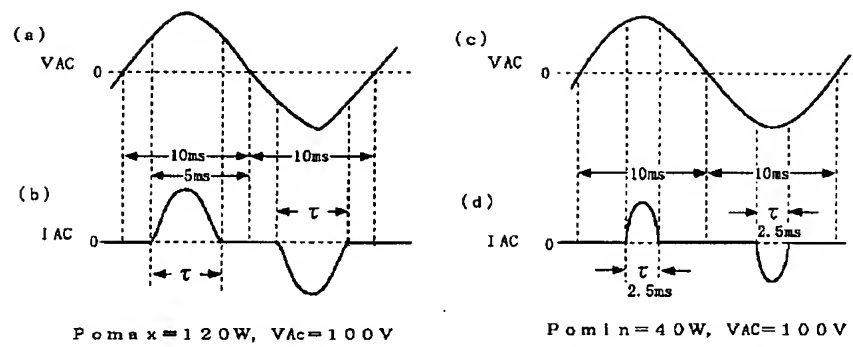
【図10】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

H 0 2 M 7/06

識別記号

F I

H 0 2 M 7/06

特マコード (参考)

N